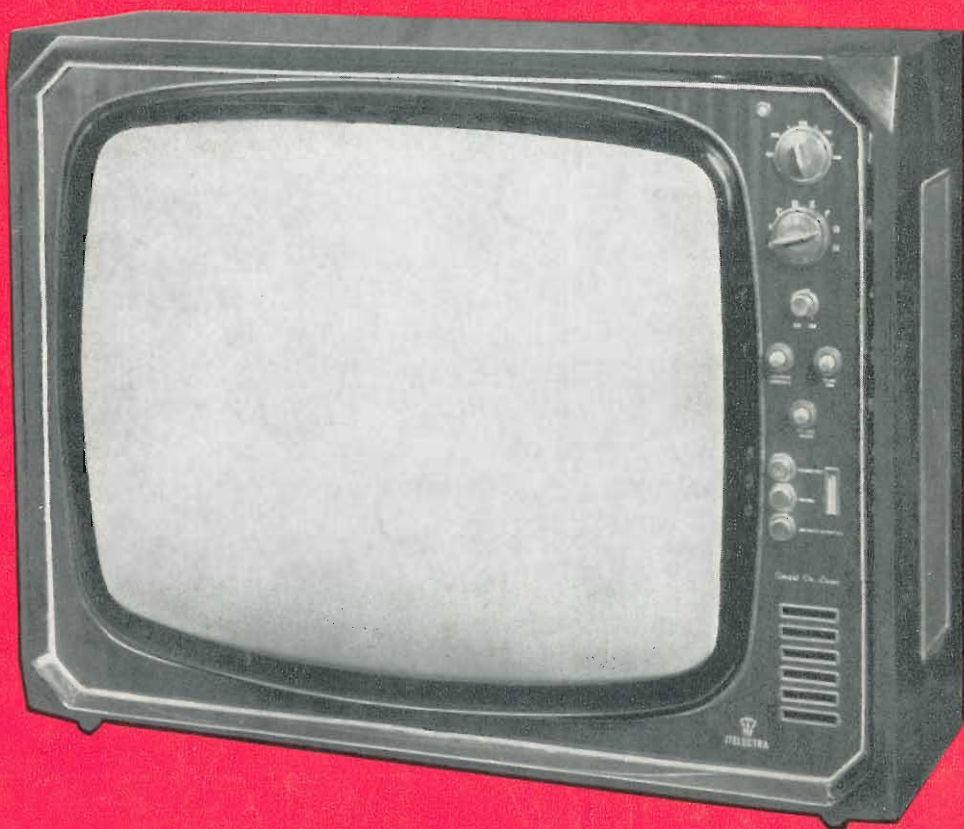
TV

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

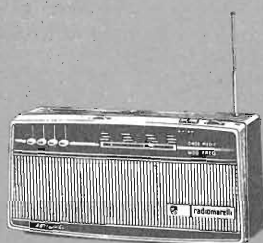
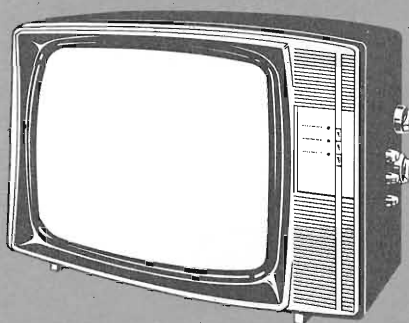
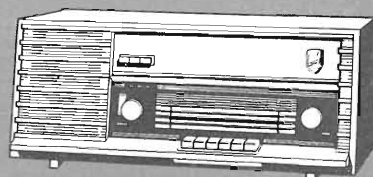
NUMERO 11

LIRE 350

Anno XXXV - Novembre 1963

RADIOMARELLI

ALTA
QUALITÀ
AL GIUSTO
PREZZO

nell'interesse dell'acquirente
nell'interesse del rivenditore

Pubbl. RM 221 cinescopi e valvole FIVRE

RD 307 MF/ANIE
Portatile - soprammobile a 9 transistori + 5 diodi; onde medie-modulazione di frequenza; antenna magnetica per OM e a stilo per MF; regolazione toni alti e bassi

RD 235 MF/ANIE
Mobile in legno pregiato; 6 valvole + occhio magico = 15 funzioni di valvola; onde medie - onde corte - modulazione di frequenza - onde lunghe

RV 558/23" - 110°
Mobile in legno - frontale in plastica - trasformabile in consoletta; «Ultravision-Bonded shield*»; 26 funzioni di valvola; 1° e 2° programma a tasti; altoparlante frontale elittico

Televisori da L. 136.000 a L. 199.000 - Radio a valvole ed a transistori da L. 12.500 in su

•

La RADIOMARELLI è una tra le cinque grandi marche del settore Radio-Televisivo che hanno promosso il recente adeguamento dei costi e delle qualità al MEC (Mercato Comune Europeo) e la conseguente GRANDE RIDUZIONE DEI PREZZI

•

RADIOMARELLI

RADIO - TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI

Una gamma di televisori tutta nuova

I televisori REX 1964, oltre a presentarsi in una veste estetica particolarmente pregiata e curata, offrono innovazioni tecniche tali, per cui si pongono su un piano di netta avanguardia

Alcune di queste novità sono:

- comando di sintonia elettronica automatica
- comando per la regolazione automatica del contrasto e della luminosità con dispositivo di "memoria,,
- dispositivo elettronico antiriga
- comando a distanza "Teleflash" (brevetto Zanussi)

Assistenza Tecnica gratuita per tutto il periodo della garanzia.

Rivolgetevi alle Filiali REX di: Ancona - Bari - Bergamo - Bologna - Bolzano - Brescia - Cagliari - Catania - Catanzaro - Firenze - Follonica - Frosinone - Gela - Genova - Lecce - Lucca - Milano - Napoli - Padova - Palermo - Parma - Perugia - Pescara - Pordenone - Ravenna - Roma - Salerno - Sassari - Torino - Udine - Varese - Vercelli - Verona

E' UN PRODOTTO ZANUSSI

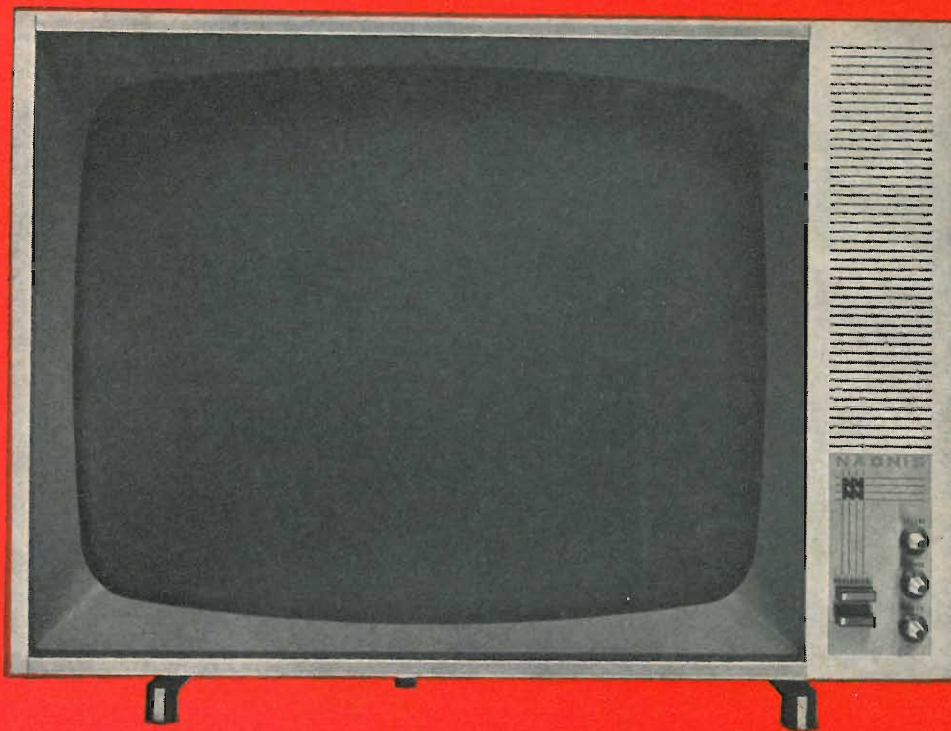
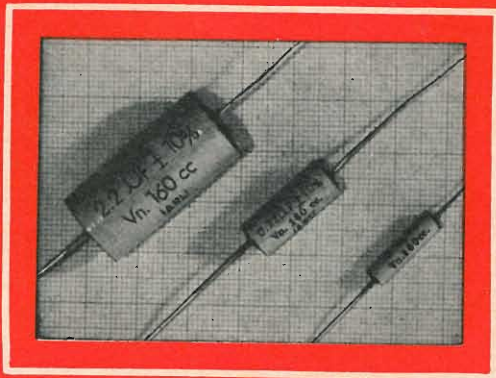
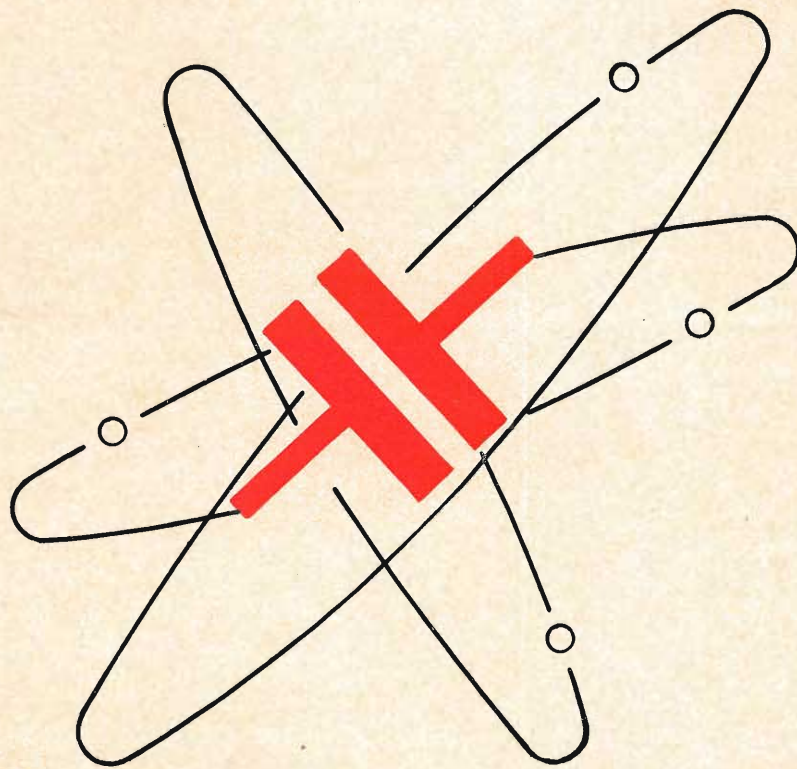
NAONIS

...è differente!

La nuova produzione di televisori NAONIS presenta una gamma di apparecchi di alta classe, che portano sul mercato una serie di novità tecniche, alcune delle quali sono anche assolute per l'Italia: dal controllo automatico del guadagno, al comando a distanza "Teleflash" (brevetto Zanussi); dal comando per la regolazione automatica del contrasto e della luminosità, al dispositivo elettronico antiriga.

I nuovi televisori NAONIS rappresentano la tecnica e l'estetica più moderne sul mercato!

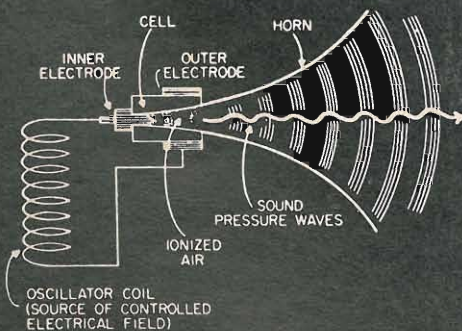
Rivolgetevi alle Sedi di Rappresentanza di: Ancona - Belluno - Borgomanero - Brescia - Cagliari - Catania - Catanzaro - Firenze - Genova - Giulianova - Lecco - Milano - Medena - Molfetta - Napoli - Padova - Palermo - Reggio Calabria - Reggio Emilia - Roma - Torino - Udine - Viterbo

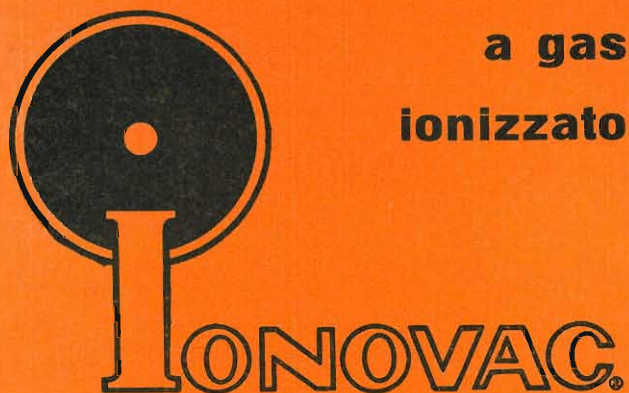
pubblicità NAONIS TV 6301 N

INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI ELETTROELETTRONICHE
MILANO - corso magenta 65 - tel. 86 78 41 (4 linee con ricerca automatica)
ICAR
ICAR
Condensatori a carta
in olio in c.c. e c.a.
Condensatori a carta
dielettrico solido per alte temperature
Condensatori a film sintetico
minime dimensioni
Condensatori elettrolitici
ad elettrolita stabilizzato

PROD. EL.

MILANO - VIA MONFALCONE 12

La PROD.EL è lieta di poter estendere la gamma dei suoi prodotti per l'Alta Fedeltà con la distribuzione esclusiva in Italia dei prodotti JONOVAC-DUKANE.

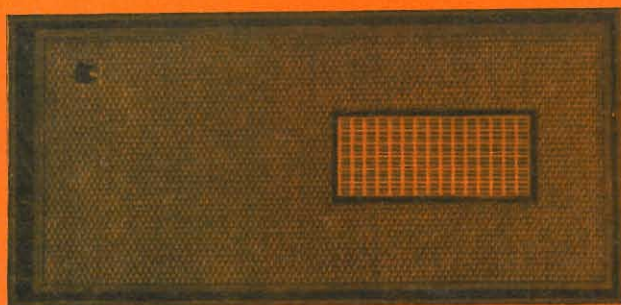
Il tweeter Jonovac è, nel campo della musica riprodotta, più una rivoluzione che una innovazione: il suono infatti, anzichè essere generato da una membrana vibrante come negli altoparlanti a cono — nasce in seno all'aria stessa, che è resa conduttrice essendo jonizzata da un apposito oscillatore ad alta frequenza. Ne consegue una emissione estremamente lineare fino ai limiti dell'ultrasonico con una purezza mai sino ad ora raggiunta.

Il laboratorio di prova della rivista « ELECTRONICS WORLD » ha scritto: « E' inutile cercare di definire il suono del Jonovac, giacchè esso è naturale come nessun altro ».

supertweeter

a gas ionizzato

finalmente in Italia!

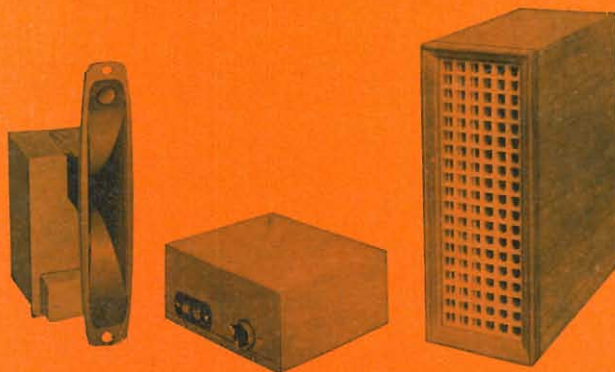
DUK - 30

Sistema acustico a colonna, specialmente adatto per disposizione ad angolo. Comprende un woofer a 12'', due mid-range a 5'', e il famoso tweeter Jonovac con responso acustico uniforme da 40-25.000 cps. Impendenza 8 ohm. Alimentazione a 117 Volt. Dimensioni cm. 125 x 40 x 28.

Prezzo listino - Lit. 320.000.

DUK - 20

Stesso sistema acustico del precedente, ma montato in una cassa armonica adatta per installazioni in libreria o a parete. Responso 45-25.000 cps. Dimensioni cm. 75 x 35 x 33.

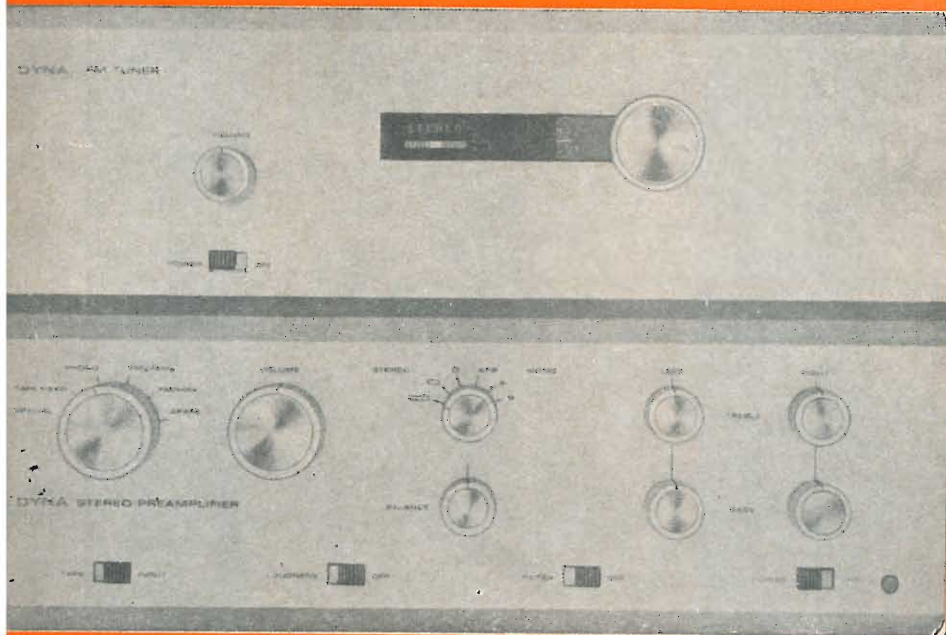
Prezzo listino - Lit. 320.000.

DUK - 10

Migliora enormemente il rendimento di qualunque complesso aggiungendo una naturalezza ineguagliabile alle note acute. Responso 3.500-30.000 cps. Impedenza 8-16 ohm. Adatta per complessi fino a 25 watt di potenza (40 watt con altoparlanti a basso rendimento). Alimentazione a 117 Volt.

Prezzo del DUK-10 (trombetta-alimentatore-oscillat.) Lit. 120.000
Prezzo del filtro passa alto a 3.500 cps. . . . Lit. 20.000
Prezzo della cassetta contenitrice . . . . . Lit. 15.000

dynakit DYNACO

PROD. EL.

MILANO - VIA MONFALCONE 12

SCA-35 nuovo modello pre-ampli-stereo 17+17 watt continui (40+40 picco) con meno del 0,2% di distorsione ai normali livelli d'ascolto.

FM-1 sintonizzatore ultraprofessione in F.M. ad altissima sensibilità (9 valvole 2 diodi). Fornibile anche in esecuzione STEREO-MULTIPLEX.

PAS-3 versione di lusso del famoso preamplificatore stereo ovunque giudicato come uno standard di eccellenza.
Comando BASSI-ACUTI per i due canali; ingresso testina-nastro e monitoring della registrazione. Controllo variabile dell'effetto stereo. Alimentazione autonoma 110 volt.

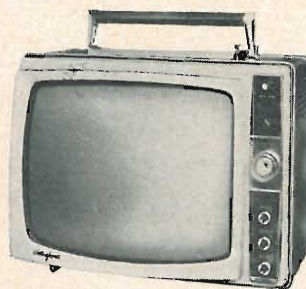
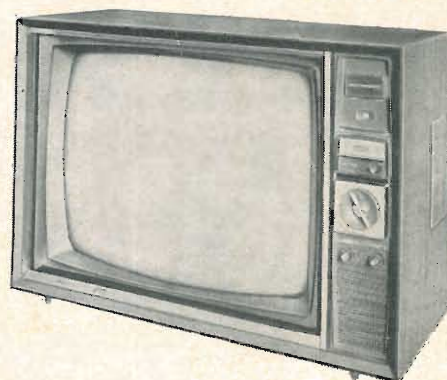
STEREO 70 amplificatore finale stereo particolarmente adatto per il PAS-3 - 35 + 35 Watt continui (80+80 picco).
Assolutamente indistorto da 10-40.000 cps. anche alle maggiori potenze.

MONO MARK III amplificatore monocanale 60 Watt continui (140 picco).
Responso ± 0,5 dB — 6-60.000 cps. Distorsione inferiore al 0,05%.

Cinque anni or sono, gli amplificatori DYNAKIT vennero prescelti da una apposita commissione tecnica americana per eseguire delle prove comparative fra la musica viva e la musica riprodotta; da allora DYNACO mantenne costantemente affermato il suo primato, universalmente riconosciuto senza discussioni.
DYNACO è stata anche la prima Casa che ha offerto in vendita degli Amplificatori Professionali in scatola di montaggio, seguita qualche anno dopo da tutte le grandi marche americane. Le scatole di montaggio DYNAKIT sono facili da assemblare e non lasciano la possibilità a spiacevoli imprevisti nel collaudo finale: ciò perchè il loro circuito è stato progettato per questo scopo e le relative componenti sono selezionate con le tolleranze riservate alle esecuzioni professionali.
Circuiti elettronici brevettati e i migliori trasformatori di uscita che siano mai stati prodotti, garantiscono una potenza assolutamente indistorta al di là della gamma acustica con estrema stabilità e rumori di fondo inaudibili.
La nuova produzione DYNACO, illustrata a fianco, viene distribuita in Italia dalla PROD.EL, rappresentante esclusiva, sia sotto forma di scatola di montaggio che montata e collaudata, funzionante a 110 volt. 50-60 cps.

APPARECCHIO RADIO mod. 603 T6 - mobile legno - 6 valvole - onde medie e corte - MF - fono

FONOVALIGIA mod. 607 - 4 velocità - regolatore di tono - cambio tensione universale

RADIO GIRADISCHI mod. 605 T5 - 4 velocità mobile legno - 5 valvole - onde medie - MF

TELEVISORE PORTATILE "Attaché 19" 114° short neck - antenna incorporata

TELEVISORE mod. 500 T23 - fotoresistenza per il contrasto automatico - 3 altoparlanti 3 stadi di MF - Chassis orizzontale

WESTINGHOUSE

WESTMAN

licenziataria WESTINGHOUSE - milano, via lovanio 5, tel. 650.445-661.324-635.218-40
roma, via civinini 37-39, tel. 802.029 - 872.120 • padova, via s. chiara 29, tel. 45.177

ALIMENTATORE STABILIZZATO A TRANSISTORI ST 30/500

DESCRIZIONE: L'Alimentatore Stabilizzato ST 30/500, completamente transistorizzato, è una sorgente di tensione continua che, avendo una resistenza interna molto bassa, può sostituire vantaggiosamente le batterie di accumulatori.

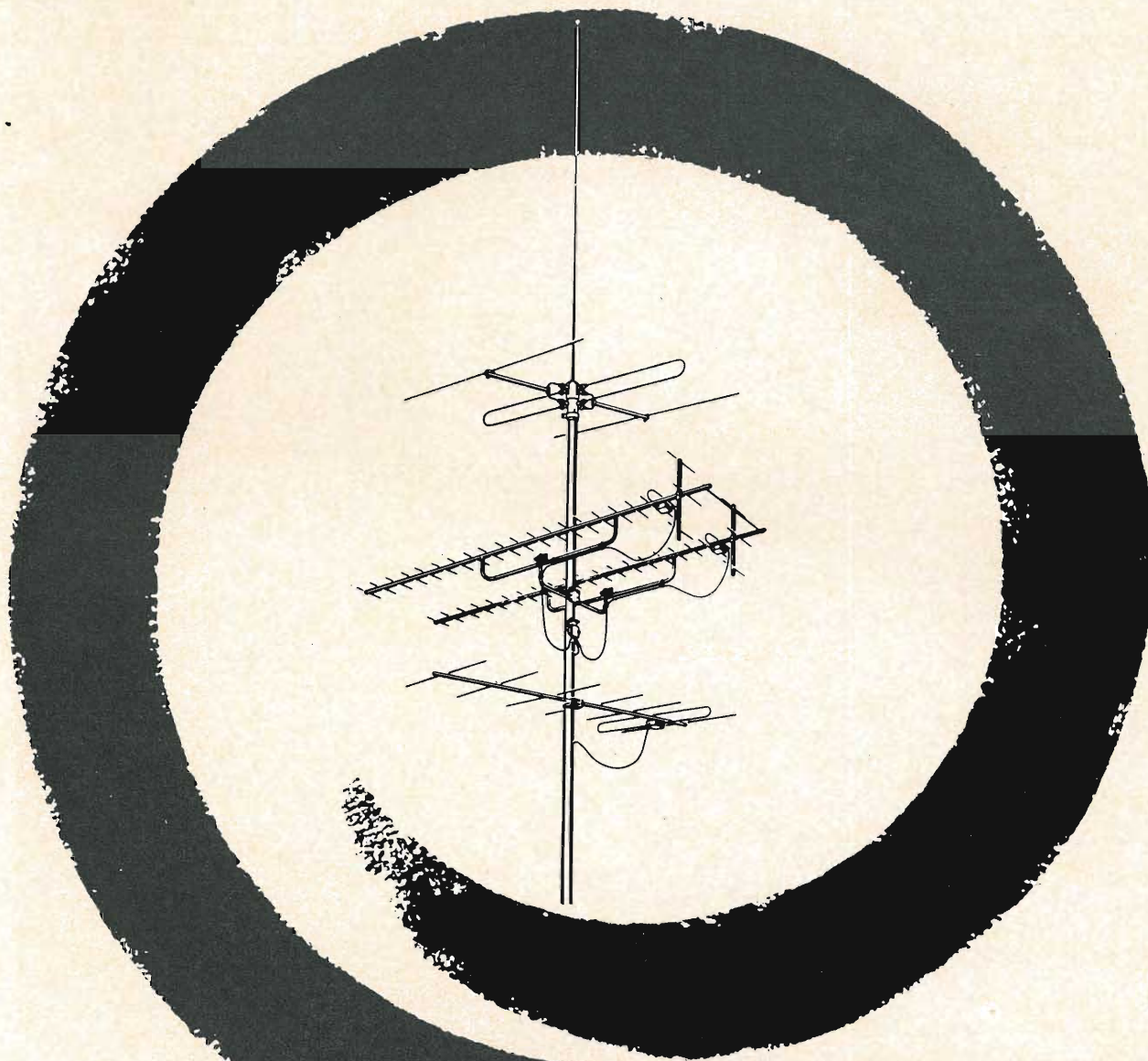
La tensione erogata si mantiene stabile sia per notevoli variazioni della tensione di rete, sia per una variazione del carico da zero al massimo; il residuo di alternata ed il rumore di fondo sono ridotti a valori trascurabili.

L'Alimentatore Stabilizzato ST 30/500 è quindi molto utile in tutti i laboratori di elettrotecnica e di elettronica; in particolare, grazie alla resistenza interna molto bassa, al trascurabile residuo di alternata ed alla alta stabilità, è particolarmente adatto per l'alimentazione di apparecchiature a transistor.

PRINCIPALI CARATTERISTICHE:

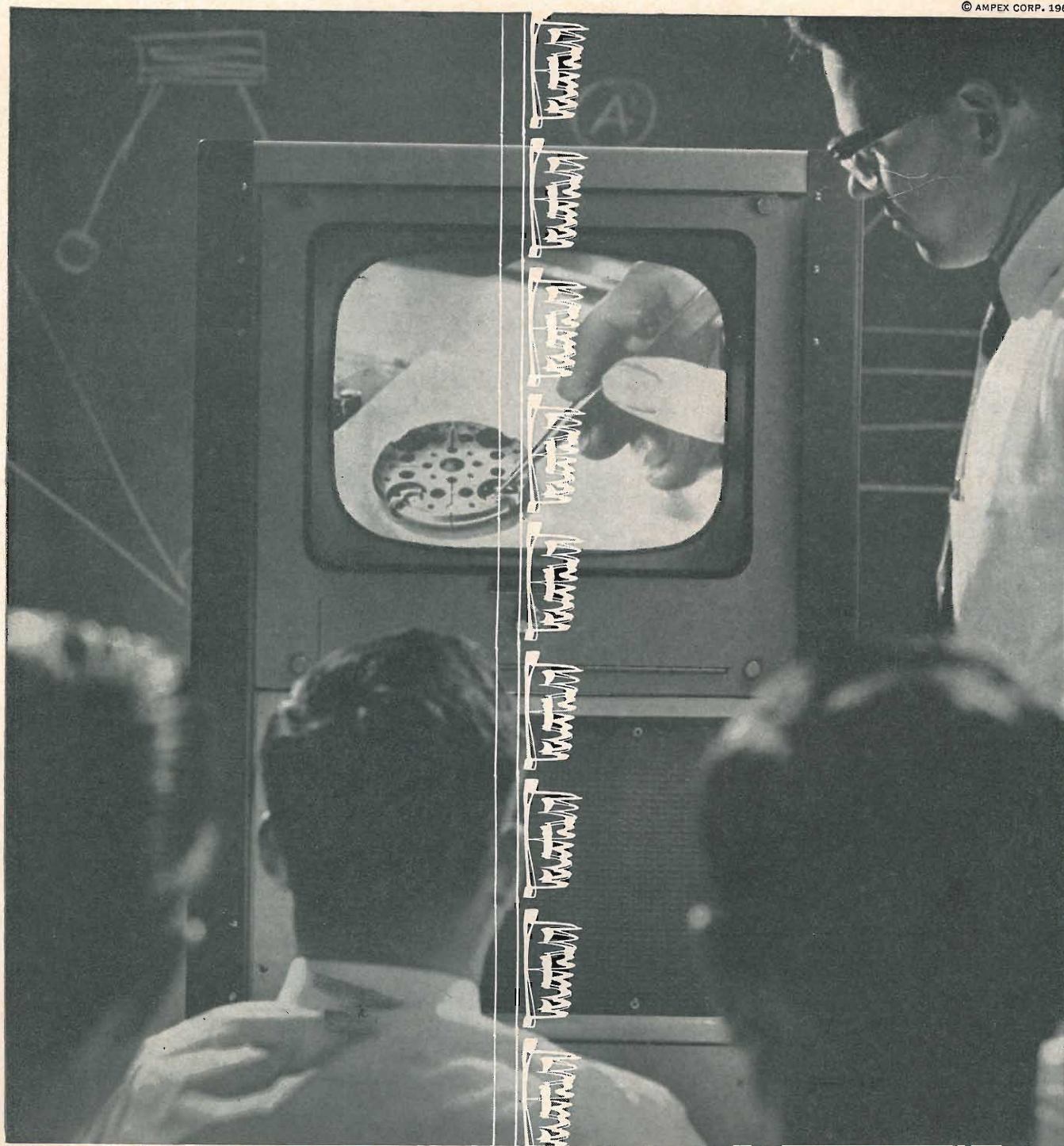
Tensione di uscita: regolabile con continuità da 0 a 30 V c.c. ● **Massima corrente all'uscita:** 500 mA. ● **Stabilità:** per variazioni della tensione di rete del ± 10%: 0,05% oppure 5 mV (quello che risulta maggiore) ● **Stabilità al carico:** dalla massima corrente (500 mA) a zero: 0,1% oppure 10 mV (quello che risulta maggiore) ● **Ronzio residuo:** inferiore a 100 µV ● **Impedenza di uscita:** inferiore a 50 milliohm a 10 Hz ● **Dispositivo di protezione automatico:** protegge lo strumento ed il circuito in esame da sovraccarichi e da eventuali cortocircuiti; il punto di funzionamento può essere scelto per mezzo di un commutatore a 5 posizioni, entro un intervallo fra 30 e 600 mA. Tempo di intervento a regime di cortocircuito: 20 millisecondi circa.

Possiamo fornire a richiesta altri tipi di Alimentatori Stabilizzati, con caratteristiche simili a quello descritto, per valori di tensione (fissa o regolabile) fino a 60 V e di corrente fino a 12 A.

vedere insieme per vedere meglio

ANTENNE CENTRALIZZATE

Le antenne centralizzate Bosch per la ricezione televisiva in ogni appartamento di uno stabile offrono ai proprietari il vantaggio di un unico impianto che non provoca danni alla casa e consente agli inquilini, una spesa assai minore per ciascuno e la sicurezza di una ricezione assolutamente perfetta.
Perchè una selva di antenne sopra un tetto sconvolto da pose in opera mal fatte?
Perchè spendere di più quando insieme si può spender meno?
Perchè non fruire della garanzia che offre la perfezione tecnica Bosch?

Robert Bosch S.p.A. - Milano
Via Petitti 15

clan 21-63 - 12

Chi ha tolto via la pratica dell'addestramento del lavoro sul posto ?
L'Ampex VR-1500.

L'Ampex VR-1500 è un registratore/riproduttore televisivo portabile ad un prezzo basso che converte un sistema di televisione a circuito chiuso in un possente utensile industriale di addestramento. Mediante il VR-1500 si può mettere in opera la notevole versatilità del nastro magnetico. Diviene il metodo più pratico e progressivo per effettuare l'addestramento sul posto del lavoro. I nuovi operai possono addestrarsi mentre gli operai più anziani possono istruirsi nelle nuove pratiche e metodi. Esso servirà per l'isegnamento dei procedimenti di sicurezza, per la dimostrazione di nuove apparecchiature, e renderà più facile l'istruzione per le vendite e lo sviluppo di programmi amministrativi. Il materiale di addestramento

potrà prodursi a qualsiasi posto richiesto. E lo stesso personale d'addestramento potrà produrlo espertamente per incontrare le esatte esigenze. Con l'uso del VR-1500 come un utensile di addestramento si risparmia tempo e denaro. Non vi è qualsiasi sviluppo costoso; I nastri si possono rigirare immediatamente. Si possono conservare facilmente e si possono adoperare ripetutamente. Il materiale registrato può essere cancellato e del nuovo material potrà registrarsi.
Per tutte le particolarità si scriva alla: Ampex International SA, 2 Boulevard de Perolles, Friburgo, Svizzera. *Vendite e Servizi in tutto il Mondo.*

COMPLEMENTI ELETTRONICI PER IMPIANTI CENTRALIZZATI

SERIE 2000

Amplificatori di canale VHF (banda)
Modelli 2001 - 2002 - 2003

SERIE 3000

Amplificatori di canale UHF (banda IV-V)
Modelli 3001 - 3002 - 3003

SERIE 4000

Convertitori di canale UHF/VHF
Modello 4002 (controllato a quarzo)

SERIE 5000

Trasferltori di canale VHF/VHF
Modello 5001 (controllato a quarzo)

SERIE 6000

Trasferltori di canale UHF/UHF
Modello 6001 (controllato a quarzo)

SERIE 7000

Trasferitori di canale VHF/UHF
Modello 7002 (controllato a quarzo)

SERIE 8000

Modelli A 8001 (1 valvola guadagno 10 × in VHF)
Modelli A 8005 (1 valvola guadagno 20 × in VHF)
Modelli A 8003 (1 valvola guadagno 3 × in UHF)
Modelli Al 8002 (unità alimentazione)

SERIE M B

Filtri miscelatori (e demiscelatori) di banda
Modelli: I/II - II/III - I/III - I+II+III/IV+V

SERIE M C

Filtri miscelatori (e demiscelatori) di canale
Modelli: D/F D/G D/H E/G E/H F/H

SERIE A V

Attenuatori variabili - Modello: A V 5/25
Attenuazione minima 5 dB per banda VHF
Attenuazione massima 25 dB per banda VHF

SERIE S A

Simmetrizzatori antenna
60/240 ohm - 75/300 ohm - 50/300 ohm

SERIE C D

Cavi coassiali
60 e 75 ohm - speciali per UHF e VHF

SERIE PRP

Prese passanti da parete (incassate)

SERIE PRT

Prese terminali da parete (incassate)

SERIE DRP

Derivatori passanti per colonna

SERIE DRT

Derivatori terminali per colonna

SERIE DIV

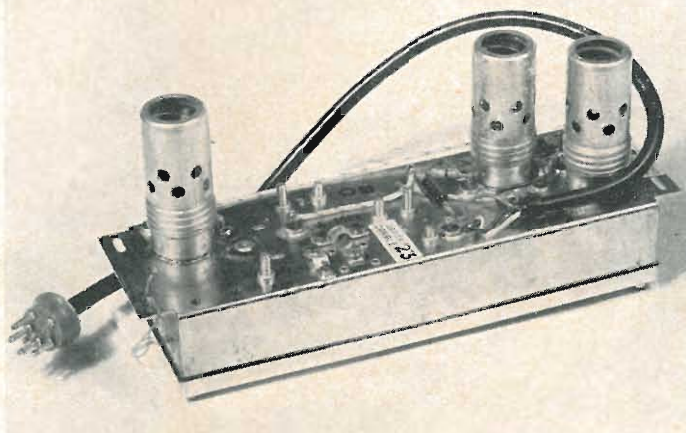
Div. 2, 3, 4, 5, 6, per UHF + VHF (resistivi)
Div. 2 bis, 4 bis, 6 bis per VHF (ibridi)

SERIE CAT

Cordoni allacciamento TV per Banda I-II-III-IV-V

SERIE ANT

Antenne per Banda I-II-III-IV-V
di produzione germanica Astro (Bensberg/Köln)

★ ***Assistenza tecnica gratuita per installatori e rivenditori*** ★

Amplificatore ***ELPRO*** A 3003 (+ 30 dB) di canale,
per amplificazioni in UHF
adatto specialmente per impianti centralizzati

ELETTRONICA PROFESSIONALE - MILANO - Via Gran San Bernardo 6 - Tel. 311535 - 312725

accumulatori ERMETICI al Ni-Cd DEAC

DEAC NICKEL-CADMIUM AKKUMULATOR gasdicht D2 MADE IN GERMANY

DEAC NICKEL-CADMIUM AKKUMULATOR gasdicht BD 3 MADE IN GERMANY

120 mAh

NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO IN QUALSIASI POSIZIONE

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

AGENTE GENERALE PER L' ITALIA:
TRAFILERIE e LAMINATOI di METALLI S.p.A. - MILANO
VIA A. DE TOGNI N. 2 - MILANO - TELEF.: 87.69.46 - 89.84.42

Rappresentante: Ing. GEROLAMO MILO
Via Stoppani, 31 - MILANO - Tel. 27.89.80

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

ANNO XXXV

NOVEMBRE 1963 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO
VIA MOSCOVA 40/7
TEL. 667326 - 650884

ROMA
VIA FRANCESCO REDI, 3
TEL. 869202

GENERATORE SWEEP - MARKER VHF - UHF mod. VU. 261

Sweep

campo di frequenza	5 ÷ 50 MHz in conversione
	35 ÷ 85 MHz in fondamentale
	170 ÷ 260 MHz in fondamentale
	470 ÷ 780 MHz in 2ª armonica
segnale massimo d'uscita	0,2 V per gamme in fondamentale
attenuatore	regolazione continua 0 ÷ 80 dB
impedenza d'uscita	75 Ohm ± 10%
livellamento	entro 2 dB per il massimo sweep
segnale per asse X	sinusoidale a frequenza di rete, regolazione fase

Marker

campo di frequenza	3 ÷ 270 MHz in 3 gamme
	470 ÷ 780 MHz in una gamma
precisione frequenza	migliore dell'1% con controllo a quarzo ÷ 0,1%
attenuatore	potenziometrico
segnali markers	n° 2 distanti 5,5 MHz a quarzo
sistema marker	battimento sovrapp. applicati all'asse Y dell'oscill.
modulazione interna	AM 400 Hz p. 30%
Valvole impiegate	n° 9 complessivamente
Alimentazione	rete universale 110 ÷ 220 V
Peso	Kg. 11,5 circa.

è la rivista
che si legge
da due generazioni
dalla galena
alla TV a colori
dai primi tubi
elettronici
ai più perfezionati
transistori
l'antenna
è la rivista
più letta
più autorevole
più aggiornata
in Italia
nel campo della
radiotecnica
alta fedeltà
elettroacustica
elettronica industriale
telecomunicazioni
tecnica elettronica
televisione
IL 1964 È L'ANNO DELLA TV A COLORI!
l'antenna, come sempre all'avanguardia, tratterà ampiamente l'argomento.
abbonatevi!
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70

ANNO XXXV **11**

NOVEMBRE 1963

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

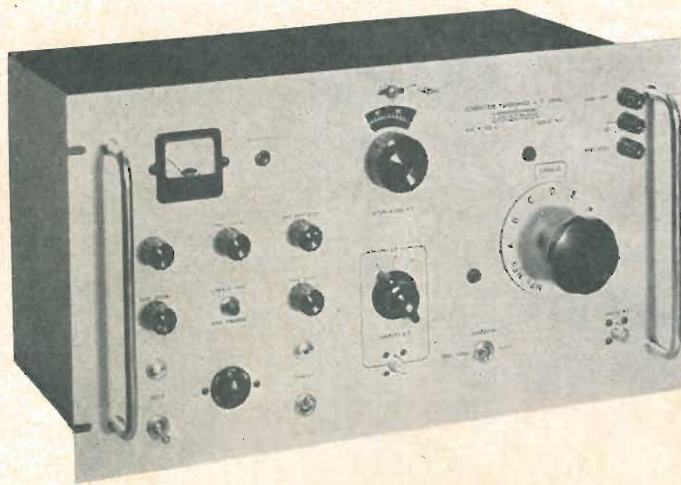
SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

IN LABORATORIO

IN FABBRICA...

P 103, il classico generatore panoramico multicanale.

— Robusto, preciso, costruito con criteri professionali per un lavoro continuo.

— Adottato dalle maggiori industrie TV.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

10 canali sulla gamma V.H.F., uscita 0,2 V, su attenuatore telescopico 75 Ω tarato in dB. Marcatori a quarzo con presentazione impulsiva sull'asse Y. Linearità di ampiezza 1 dB. Deviazione di frequenza 25 MHz.

PIÙ PRODUTTIVITÀ E RISPARMIO

Oscilloscopio panoramico S 780

L'Oscilloscopio a grande schermo completamente transistorizzato nelle versioni a 1 o 2 tracce.

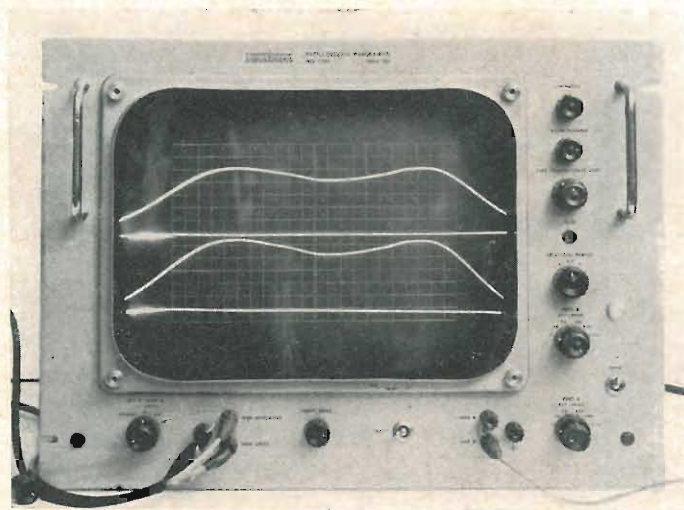
PRINCIPALI CARATTERISTICHE

Schermo: 14"

Sensibilità: 1mVeff/cm

Banda passante: per una fedele riproduzione delle curve di risposta

Marcatori: sull'asse **Z**

Costruzione: rack 8 unità

IMETRON produce: P 101 monocanale, P 102 a 10 canali, oltre ad una vasta gamma di apparecchiature per l'elettronica e l'automazione. Realizzazioni particolari su richiesta.

INDUSTRIA MISURE ELETTRONICHE

Milano - Via Teodosio 33 - Tel. 2360008

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO

VIA MOSCOVA 40/7

TEL. 667326 - 650884

ROMA

VIA FRANCESCO REDI, 3

TEL. 869202

GENERATORE SWEEP - MARKER VHF - UHF mod. VU. 261

Sweep

campo di frequenza	5 ÷ 50 MHz in conversione
	35 ÷ 85 MHz in fondamentale
	170 ÷ 260 MHz in fondamentale
	470 ÷ 780 MHz in 2ª armonica
segnale massimo d'uscita	0,2 V per gamme in fondamentale
attenuatore	regolazione continua 0 ÷ 80 dB
impedenza d'uscita	75 Ohm ± 10%
livellamento	entro 2 dB per il massimo sweep
segnale per asse X	sinusoidale a frequenza di rete, regolazione fase

Marker

campo di frequenza	3 ÷ 270 MHz in 3 gamme
	470 ÷ 780 MHz in una gamma
precisione frequenza	migliore dell'1% con controllo a quarzo ÷ 0,1%
attenuatore	potenziometrico
segnali markers	n° 2 distanti 5,5 MHz a quarzo
sistema marker	battimento sovrapp. applicati all'asse Y dell'oscill.
modulazione interna	AM 400 Hz p. 30%
Valvole impiegate	n° 9 complessivamente
Alimentazione	rete universale 110 ÷ 220 V
Peso	Kg. 11,5 circa.

è la rivista
che si legge
da due generazioni
dalla galena
alla TV a colori
dai primi tubi
elettronici
ai più perfezionati
transistori
l'antenna
è la rivista
più letta
più autorevole
più aggiornata
in Italia
nel campo della
radiotecnica
alta fedeltà
elettroacustica
elettronica industriale
telecomunicazioni
tecnica elettronica
televisione
IL 1964 È L'ANNO DELLA TV A COLORI!
l'antenna, come sempre all'avanguardia, tratterà ampiamente l'argomento.
abbonatevi!
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70

dott. ing. Alessandro Banfi

Le telecomunicazioni alla Fiera di Genova

Ogni anno, a partire dal 1952, si svolge a Genova, nel quadro delle Celebrazioni Colombiane, il Convegno Internazionale delle Comunicazioni.
Quest'anno si è verificato un duplice evento che ha impresso un nuovo interessante aspetto a questa importante manifestazione scientifico-tecnica.
Anzitutto ha preso vita l'Istituto Internazionale delle Comunicazioni con l'attuale presidenza dell'on. Corbellini, che curerà d'ora innanzi l'organizzazione del citato Convegno annuale.
Inoltre, a seguito di particolari accordi con l'Ente Fiera di Genova e con altri Enti genovesi, il Convegno coincide con lo svolgimento della Fiera Internazionale di Genova dedicata alle comunicazioni in generale.
Quest'anno pertanto, nella seconda settimana di ottobre hanno avuto luogo contemporaneamente le due manifestazioni della Fiera di Genova e del Convegno Internazionale delle Comunicazioni.
Si noti che il Convegno, analogamente alla Fiera, interessa tutte le comunicazioni in generale; per via d'acqua, per via terrestre, per via aerea, oltre alle telecomunicazioni.

A quest'ultimo settore è dedicato un intero palazzo a linee stilistiche verticali metallo-vetro a 7 piani che sorge nell'area fieristica unitamente a varie altri vaste costruzioni in muratura.
Quest'anno erano state allestite due Mostre: una al 1° piano, organizzata dal Ministero delle Comunicazioni ed una al 2° piano ordinata dalla R A I.
La R A I ha voluto presentare e documentare al pubblico l'opera silenziosa e geniale dei tecnici del Laboratorio Ricerche di Torino, ove vengono progettati e realizzati una grande varietà di apparati trasmettenti, sia radiofonici che televisivi.
Dalla quantità e varietà del materiale esposto era facile rilevare la perfezione delle esecuzioni dell'Officina R A I di Torino: antenne d'ogni tipo per emissioni in VHF, UHF e MF; filtri, combinatori per alimentare un'unica antenna con tre ed anche quattro trasmettitori, filtri "diplexer" per televisione audio-video; trasmettitori a modulazione di frequenza con potenze d'emissione da 200 watt a 3 kilowatt; ripetitori TV e MF.
La necessità di portare la TV e la MF in tutto il territorio nazionale urta con le difficoltà dovute alla particolare configurazione orografica dell'Italia. Difficoltà che sono state risolte con una rete capillare di ripetitori di piccola e media potenza, sia per il 1° programma TV (VHF) che per il 2° programma TV (UHF). Un'altra rete di oltre 1000 convertitori di frequenza per la rete a M.F., provvisti di 3 uscite da 10 watt a frequenze diverse assicura oggi una eccellente copertura del territorio nazionale coi tre programmi radiofonici.
Anche nel campo della transistorizzazione il Laboratorio Ricerche R A I ha realizzato una tecnologia costruttiva assolutamente alla pari con le più moderne industrie elettroniche.
Banchi di controllo-regìa e mixaggio ed amplificatori relativi, a 20 e più canali, interamente a circuiti stampati, transistorizzati, costruiti con la più sofisticata tecnica modulare, erano esposti in funzione alla Mostra R A I dedicata come si è detto al suo settore tecnico.
Altri interessanti complessi mobili per riprese TV erano presentati: telecamere montate sul tetto di un'auto o addirittura su una moto, come pure a bordo di un elicottero, per seguire dal vivo lo svolgimento di importanti avvenimenti sportivi.

(Il testo segue a pag. 527)

Problemi relativi alla progettazione di circuiti a transistori*

Vengono descritti in un rapido esame i principali problemi che si pongono al progettista dei circuiti a transistor. In particolare si desidera mettere in evidenza il significato di quelle caratteristiche, tipiche dei transistor, che maggiormente differenziano questi ultimi dalle valvole termoioniche. Tra i problemi direttamente connessi alla progettazione dei circuiti transistorizzati, viene richiamata l'attenzione in particolare su quello riguardante il comportamento termico dei semiconduttori. In relazione a questo fenomeno, viene descritto il criterio di dimensionamento di uno stadio finale di potenza (classe A) ed esaminato in forma qualitativa, sempre dal punto di vista termico, il comportamento dei transistor nei circuiti di commutazione.

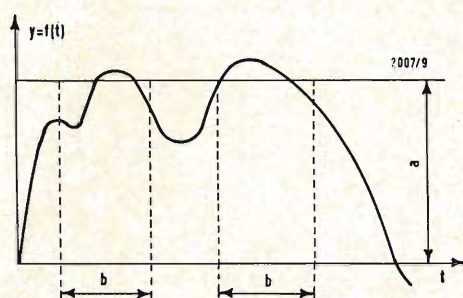



Fig. 1 - Andamento generico di una funzione $y = f(t)$ nel tempo.
a = limite massimo non superabile del valore medio,
b = tempo di integrazione.

INTRODUZIONE

Da quando, oltre una decina d'anni fa, il transistor ha fatto la sua comparsa nei primi circuiti elettronici, il progettista, che aveva una certa familiarità con i circuiti a valvole, si è trovato di fronte ad una serie di problemi che, pur non essendo di difficile soluzione, gli hanno imposto di modificare i criteri secondo i quali era solito affrontare il progetto di un circuito elettronico.
Tenteremo di esporre qui di seguito, in forma riassuntiva, quelle caratteristiche che maggiormente mettono in evidenza il diverso comportamento dei transistor rispetto alle valvole termoioniche.

1. - IL TRANSISTOR COME AMPLIFICATORE DI SEGNALI ALTERNATIVI

La fondamentale differenza tra i transistor e le valvole, visti entrambi come amplificatori, crediamo che si possa riassumere come segue.
Sostanzialmente, mentre per le valvole si tiene conto dell'eventuale accoppiamento del circuito d'ingresso con quello di uscita (attraverso le capacità interelettrodiche) soltanto per frequenze di funzionamento relativamente elevate, con i transistor tale fenomeno va tenuto presente anche nel campo delle frequenze foniche. Infatti la struttura interna continua dei transistor è causa di una inevitabile interazione del segnale all'ingresso su quello di uscita e viceversa.
Pertanto la valvola si considera generalmente un amplificatore di tensione e viene esaminata come amplificatrice di potenza, con impedenza d'ingresso finita, solo quando la frequenza del segnale è tanto elevata da non consentire più di trascurare l'influenza del tempo di transito degli elettroni e delle capacità interelettrodiche. I transistor invece, dato il valore relativamente basso dell'impedenza d'ingresso ed il non completo isolamento tra i circuiti d'ingresso e di uscita, anche nel campo delle basse frequenze, devono essere considerati come amplificatori di potenza non unilaterali.
Il tecnico dovrà pertanto disporre, per il progetto di amplificatori per deboli segnali, dei quattro parametri caratteristici (solitamente vengono dati i parametri ibridi h_{ij} per le frequenze basse ed i parametri y_{ij} per le alte frequenze) e del valore del fattore di rumore F. Ovviamente, nel caso di amplificatori di segnali forti, o comunque tali da interessare un largo tratto delle caratteristiche di ingresso e di uscita, i parametri di cui sopra, generalmente definiti per un punto particolare della caratteristica e validi per un intorno molto stretto, perdono di significato. La differenza sostanziale tra le valvole ed i transistor resta, anche in questi casi, quella sopra accennata.

1.1. - FATTORE DI RUMORE

Abbiamo detto nel paragrafo precedente che è necessario conoscere anche il fattore di rumore F. Con ciò non si intende affermare che tale esigenza sia una prerogativa esclusiva dei circuiti a transistor. Infatti fondamentalmente il

(*) Relazione tenuta dal Dott. Ing. Ubaldo Tassi del Laboratorio Applicazioni Philips, Milano, al I° Convegno Tecnico Componenti Elettronici, 10-11-12 settembre 1962, promosso dalla Sezione Componenti Elettronici del Gruppo XV « Costruttori Radio e Televisione » dell'ANIE.

significato che viene attribuito al simbolo F è identico sia per le valvole che per i transistor in quanto che, per definizione (1), esso esprime un rapporto fra due grandezze fisiche che sono indipendenti dalla natura specifica dell'elemento che si prende in considerazione. Desideriamo tuttavia far presente in questa sede che, mentre per le valvole, almeno per frequenze non superiori a 10-20 MHz, il valore della resistenza equivalente di rumore (R_{eq}) consente di valutare il fattore rumore (od il rapporto segnale/disturbo) entro un vasto campo di frequenze, nei transistor si deve tener presente che il fattore di rumore non è costante e varia con legge diversa a secondo del campo di frequenze considerato.

Infatti F_o varia in modo inversamente proporzionale alla frequenza nel campo che va dalle basse frequenze fino ad alcune decine di kHz (2). Per frequenze comprese tra questo limite ed alcune centinaia di kHz il fattore di rumore rimane costante, per poi ritornare ad aumentare, proporzionalmente alla frequenza, al di là di una frequenza limite pari a circa $\sqrt{f_{ab} \cdot f_{ae}}$, dove si è indicata con f_{ab} la frequenza di taglio con base comune, f_{ae} la frequenza di taglio con emettitore comune.

Quindi, nel campo di più frequente utilizzazione, il comportamento del transistor tende ad avvicinarsi sempre più a quello delle valvole, essendo i due limiti di frequenza, entro i quali il fattore di rumore resta costante, sempre più lontani tra loro man mano che migliora la qualità dei transistor messi a disposizione del progettista.

1.2. - VALORI MASSIMI ASSOLUTI

Come per le valvole, anche per i transistor vengono indicati dal fabbricante dei limiti massimi per alcuni parametri fondamentali (corrente di collettore, tensione collettore-base, tensione collettore-emettitore, ecc.). In generale detti limiti devono essere interpretati come quelli già noti delle valvole, nel senso che ciascuno di essi vale preso a se stesso ed è indipendente dai valori che assumono, nell'istante che lo si considera, le altre grandezze elettriche.

Si dovrà tuttavia tener presente che, mentre per le valvole il superamento, in regime continuo o transistorio, dei limiti massimi di cui sopra generalmente ha solo come conseguenza un precoce deterioramento delle caratteristiche della valvola stessa, con i transistor si verificano sovente rotture improvvise quando vengono superati anche per brevi intervalli di tempo i limiti massimi di alcune delle grandezze fondamentali (per es.: tensione max collettore-emettitore). In ogni caso sarà bene tener presente che in ultima analisi, il maggior pericolo per i semiconduttori è costituito dalla temperatura o, per meglio dire, da tutti quei fenomeni che direttamente o indirettamente possono essere causa di un eccessivo aumento di temperatura anche in un solo punto della giunzione (transistori di corrente, riscaldamenti eccessivi durante l'operazione di saldatura, elevata potenza dissipata nella giunzione, ecc.)

Vale la pena di notare ancora che, tra le caratteristiche indicate, il valore limite, che è di interpretazione meno immediata, è quello relativo alla massima tensione collettore-emettitore. Infatti, mentre per le due giunzioni collettore-base ed emettitore-base prese separatamente i limiti di tensione e di corrente hanno l'identico significato di quelli comunemente indicati per i normali raddrizzatori, quando si considera la tensione massima tra collettore ed emettitore si nota che essa appare legata alle caratteristiche del circuito in cui il transistor è montato; in particolare essa è funzione della impedenza inserita tra base ed emettitore.

Questo particolare argomento è stato oggetto di studio ed esperienze da parte di diversi autori. Rimandiamo pertanto ai due articoli citati in calce (3) coloro che fossero interessati ad esaminarlo più da vicino. Ci limiteremo quindi a

(1) Il valore di F viene generalmente dato da una frequenza di 1 kHz, per una larghezza di banda di 1 Hz, e per una data resistenza interna del generatore. Si definisce come fattore di rumore il rapporto, espresso in dB, tra la potenza totale di rumore presente all'uscita e quella che ci sarebbe se il transistor fosse idealmente privo di rumore. Il che equivale a dire che il fattore di rumore esprime in dB il quoziente tra il rapporto segnale/disturbo all'ingresso ed il rapporto segnale/disturbo all'uscita.

(2) Nei transistor costruiti attualmente la frequenza limite, al di sotto della quale vale la proporzionalità di F ad $1/f$, è dell'ordine dei kHz. Anche il fattore di rumore, che nei primi transistor a punta di contatto saliva a valori di alcune decine di dB, adesso, in alcuni tipi speciali, non supera i 2-3 dB.

(3) « Transistor Avalanche Voltage », L. van Biljon - Electronic Technology - Feb. '60 « The Junction Transistor as a Switching Device », C. Le Can-Philips Techinical Library.

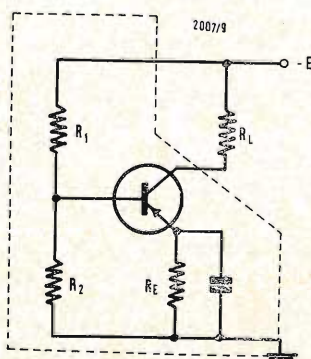



Fig. 2 - Transistor polarizzato con partitore di tensione in base a resistenza sull'emettitore.

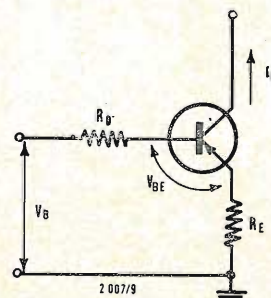



Fig. 3 - Circuito equivalente della fig. 2.

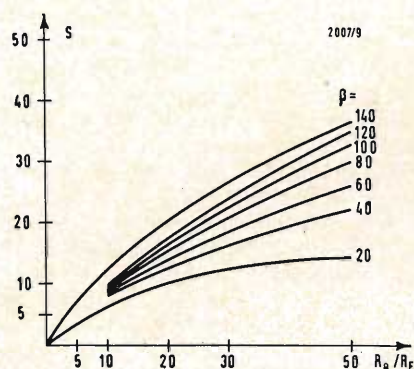



Fig. 4 - Fattore di stabilità S in funzione del rapporto R_B/R_E con β come parametro.

segnalare questo fenomeno per sottolineare il fatto che, quando si intende utilizzare un transistor al massimo delle sue prestazioni, si dovrà tener presente che, perché esso sopporti senza danno la massima tensione ammissibile fra collettore ed emettitore, la impedenza posta tra base ed emettitore dovrà essere di valore tanto più basso quanto piú alta è la temperatura della giunzione. Inoltre sarà in ogni caso preferibile, se appena è possibile, polarizzare in senso inverso il diodo base-emettitore (quando il transistor non deve condurre) con una tensione di valore adeguato. Il valore minimo necessario di detta tensione viene solitamente indicato dal fabbricante.

Un altro elemento che compare nella indicazione dei limiti massimi non superabili, è il tempo entro il quale deve essere valutatato il valore medio della corrente massima che può circolare in una giunzione. Detto tempo, (denominato tempo d'integrazione «averaging time») rappresenta l'intervallo massimo di tempo compreso tra i limiti entro i quali si deve integrare la funzione che rappresenta la grandezza elettrica in questione [per es. $I_b = f(t)$].

In ogni caso il valore medio di detta funzione, valutato nell'intervallo sopra detto, non deve superare il limite massimo (del valore medio) indicato dal fabbricante. La necessità di precisare il tempo d'integrazione per alcune grandezze elettriche relative a certi componenti può essere meglio compresa con l'esempio che segue.

La corrente di picco massima di base di un transistor è per es. di 125 mA mentre il valore massimo consentito per la corrente media (valutata entro 20 msec.) è di 20 mA. È evidente che, se si prescindesse dal tempo d'integrazione sopra precisato, la corrente che si potrebbe far circolare nella base del transistor potrebbe essere di 120 mA per un tempo per es. di 1 sec. ed essere nulla per un intervallo successivo di 5 sec. Nel tempo complessivo di 6 sec. la corrente media risulterebbe pertanto:

$$\frac{120 . 1}{6} = 20 \text{ mA},$$

quindi entro i limiti indicati, ma la giun zione interna del transistor subirebbe un riscaldamento eccessivo.

Per evitare ciò è pertanto necessario imporre un limite al tempo per cui la grandezza interessata può superare il valore medio stabilito, sempre restando ovviamente al di sotto del massimo valore di picco.

Nel caso più generale, quando la grandezza in esame varia secondo una funzione irregolare, può darsi il caso che si debba verificare in più punti, eventualmente mediante integrazione grafica, che il valore medio indicato non venga superato (v. fig. 1).

1.3. - DERIVA TERMICA

Si può senz'altro affermare che questo costituisce il problema per eccellenza dei circuiti transistorizzati. Non esiste infatti testo sui semiconduttori che non dedichi un capitolo a questo argomento. Dobbiamo tuttavia osservare che nella bibliografia reperibile vengono prevalentemente esaminati circuiti anche complessi ma con potenze di gioco relativamente modeste, per cui le variazioni della corrente di collettore (e dei parametri ad essa legati) vengono studiate soltanto come diretta conseguenza delle possibili variazioni della temperatura ambiente.

Quando invece la potenza dissipata internamente al transistor è tale da causare un sensibile aumento della temperatura della giunzione rispetto a quella ambiente, è evidente che ci si dovrà preoccupare, oltre che di rendere stabili le condizioni di lavoro del transistor come amplificatore, di evitare che in ogni caso la temperatura della giunzione possa superare il valore massimo consentito.

Il problema della stabilità termica dei transistor, pur riguardando sostanzialmente lo stesso fenomeno, assume aspetti diversi a seconda del tipo di circuito che viene preso in esame.

Infatti, nel caso si tratti di amplificatori di segnali alternativi, per bassa od alta frequenza, funzionanti con bassi livelli di segnale, la stabilità del transistor viene studiata con riferimento all'eventuale deriva termica del punto di lavoro sulla retta di carico, tenendo presente sia l'ampiezza del segnale utile che deve essere amplificato, sia le variazioni che possono subire i parametri caratteristici del transistor (impedenze d'ingresso e di uscita, guadagno di corrente, pendenza) in conseguenza delle variazioni della corrente di emettitore.

Quando invece la potenza utile nel carico è dell'ordine di grandezza della massima potenza dissipabile nel transistor, si verifica generalmente un aumento della temperatura della giunzione rispetto a quella ambiente. In questi casi il problema della stabilità termica viene esaminato facendo riferimento quasi esclusivamente al valore massimo che può raggiungere la temperatura della giunzione nelle peggiori condizioni di funzionamento previste e cioè: temperatura ambiente massima, massima tensione di alimentazione e combinazione più sfavorevole dei valori dei parametri del transistor e dei componenti il circuito, scelti entro il loro campo di tolleranza. Il circuito verrà di conseguenza dimensionato in modo da impedire che il riscaldamento provocato dalla potenza dissipata internamente non sia causa di un aumento progressivo della temperatura della giunzione (thermal runaway).

In generale, la stabilità termica dei transistor montati nei circuiti amplificatori convenzionali viene studiata

prendendo in considerazione quella parte del circuito che fa capo ai terminali di base e di emettitore del transistor (v. figg. 2 e 3).

$$V_B = - E.R_2/(R_1 + R_2)$$

$$R_B = R_1.R_2/(R_1 + R_2)$$

Si può dimostrare che per la corrente di collettore vale con sufficiente approssimazione, la seguente espressione$_c$

$$I_c = S\left(I_{CBO} + \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + R_E}\right)$$

in cui$_c$

$$S = \beta \frac{R_B + R_E}{R_B + \beta R_E} \quad (2)$$

Il fattore S viene comunemente denominato fattore di stabilità dello stadio di amplificazione. Esso è funzione del coefficiente di amplificazione di corrente β (aumenta all'aumentare di quest'ultimo) e del rapporto R_B/R_E (diminuisce al diminuire di R_B/R_E, vedi fig. 4).

Con riferimento alla formula (1) si nota anzitutto che le grandezze variabili con la temperatura della giunzione sono: il coefficiente β, la corrente di dispersione I_{CBO}. e la tensione base-emettitore V_{BE} Appare pertanto evidente che, per contenere le variazioni di I_c entro limiti sufficientemente ristretti è necessario che il valore del fattore di stabilità S sia il più piccolo possibile. Una volta note le escursioni massime dei suddetti parametri variabili con la temperatura, il diagramma della fig. 4 permette di ricavare il valore che deve assumere il rapporto R_B/R_E per mantenere entro i limiti prefissati le variazioni di I_c. Dalla (1) risulta inoltre che il valore di I_c è determinato quando, oltre al rapporto R_B/R_E, si è fissato il valore di R_E. A pari valore di I_c, quando aumenta R_E si deve aumentare V_B e quindi diventano percentualmente meno rilevanti le variazioni di I_c dovute alle tolleranze di produzione della tensione V_{BE} o alla variazione di essa con la temperatura.

In pratica S viene scelto di un valore compreso fra circa 4 e 20, a seconda delle esigenze cui deve soddisfare il circuito e tenendo presente che: 1) all'aumentare del grado di stabilità diminuisce la potenza utile che si può ricavare da uno stadio (per es. una classe A finale o pilota), 2) diminuisce il rendimento complessivo, e 3) diminuisce, negli stadi accoppiati con condensatore, il guadagno complessivo dello stadio a causa della presenza della resistenza R_B in parallelo all'impedenza d'ingresso del transistor.

Sulla base di quanto sopra esposto, è possibile stabilire una serie di formule pratiche che consentono di progettare un amplificatore con il grado di stabilità desiderato. È bene ricordare, a questo proposito, che nel caso di amplificatori per segnali a basso livello, i fenomeni che si cerca di evitare sono essenzialmente due: la distorsione che può introdurre lo stadio per la limitazione asimmetrica che può subire il segnale, come conseguenza della deriva del punto di lavoro, e l'eccessiva variazione dei parametri differenziali del transistor conseguente alle variazioni della corrente di collettore. Negli amplificatori di potenza, l'aumento per effetto termico della corrente di collettore preoccupa il progettista non tanto per i fenomeni sopra accennati, ma per la temperatura massima che può raggiungere la giunzione e per l'eventuale verificarsi del vero e proprio fenomeno dell'instabilità termica, in conseguenza del quale si può andare incontro alla rapida distruzione del transistor stesso.

Anche per gli stadi di potenza, valgono le considerazioni viste in precedenza in quanto l'espressione della corrente di collettore che è stata indicata ha carattere generale. Si tratta ora di tener presente che: 1) l'aumento della temperatura della giunzione per effetto della dissipazione interna non è più trascurabile come lo è quasi sempre nel caso degli amplificatori di segnale a basso livello, 2) ogni aumento del grado di stabilità oltre a quello strettamente necessario comporta una diminuzione sensibile del rendimento complessivo dell'amplificatore e della potenza utilizzabile dallo stesso.

Allo scopo di illustrare più da vicino quanto fin qui esposto, ci proponiamo di dare qui di seguito delle indicazioni che riteniamo possano essere utili nella progettazione degli stadi di amplificazione per potenze relativamente elevate. Nel nostro caso particolare esamineremo gli amplificatori in classe A [un criterio analogo per gli amplificatori in classe B è stato illustrato nell'articolo citato in calce (4)].

Consideriamo un transistor montato con emettitore comune e avente un carico in c.c. (complessivo delle resistenze presenti sul ramo del collettore e su quello dell'emettitore) che indicheremo con R_{cc} (v. fig. 5). Sia V la tensione di alimentazione e K_{tot} la resistenza termica risultante di quella del transistor e dell'eventuale radiatore sul quale è montato.

Ciò premesso, sappiamo che la temperatura della giunzione può essere valutata in base alla relazione:

$$T_j = T_{amb} + K_{tot} P_c \quad (3)$$

in cui:

$$P_c = VI_c - R_{cc} I^2_c \quad (4)$$

Sostituento la (4) nella (3) si ottiene:

$$T_j = T_{amb} + K_{tot}(VI_c - R_{cc} I^2_c) \quad (5)$$

Nel piano cartesiano (I_c, T_j) la (5) rappresenta una parabola con asse orizzontale che taglia l'asse della temperatura nel punto $T = T_{amb}$ ed il cui vertice ha per coordinate:

$$T_V (= T_{jmax}) = T_{amb} + K_{tot} V^2/4R_{cc} \quad (6)$$

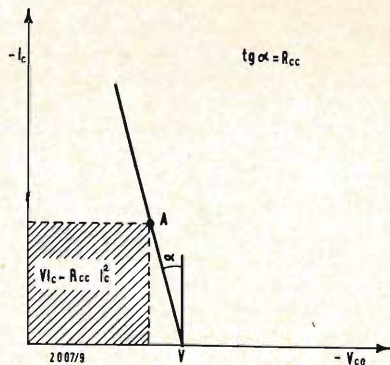



Fig. 5 - Rappresentazione grafica della potenza dissipata nel transistor montato in classe A.

(4) « Temperature stability of transistor class B amplifiers », MULLARD, Technical Communications, Volume 3 number 29, March 1958.

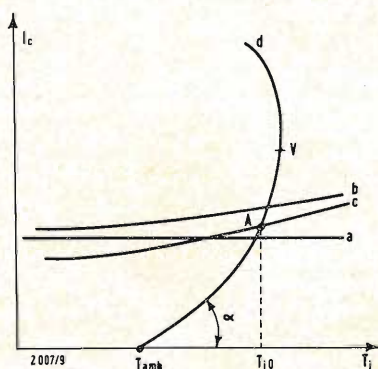



Fig. 6 - Deduzione con metodo grafico del punto di lavoro di uno stadio amplificatore a transistor montato in classe A (1 metodo)).

$$V \begin{cases} x = T_{amb} + K_{tot} + \dfrac{V^2}{4\,R_{cc}} \\ y = \dfrac{V}{2\,R_{cc}} \end{cases}$$

$t_{ga} = 1/K_{tot} \cdot V$

(a) $= S \cdot \dfrac{V_B}{R_B + R_E}$

(b) $= S \left(I_{CBO} + \dfrac{V_B}{R_B + R_E} \right)$

(c) $= S \left(I_{CBO} + \dfrac{V_B + V_{BE}}{R_B + R_E} \right)$

(d) $= T_j = F\,(I_c = T_{amb} + K_{tot} V I_c - K_{tot} R_{cc} \cdot I_c^2$.

$I_V = V/2R_{cc}$ (7)

Dalla (6) si deduce che, indipendentemente dal grado di stabilità dello stadio, la temperatura massima della giunzione potrebbe essere mantenuta al di sotto del valore massimo ammissibile scegliendo la resistenza R_{cc} di valore opportuno (5).

Va notato tuttavia che per potenze di uscita relativamente elevate, l'impiego di una resistenza R_{cc} del valore calcolato come sopra detto limiterebbe oltre il necessario la potenza utile ottenibile con un determinato tipo di transistor. Pertanto si presenta in questi casi la necessità di valutare in modo più rigoroso il grado di stabilità dello stadio di amplificazione ed il valore massima che può raggiungere la temperatura della giunzione.

Un primo criterio che ci consente di valutare le condizioni di funzionamento dello stadio potrebbe essere il seguente (6).

Dalla (3) si deduce che il coefficiente $K_{tot}\,(= dT_j/dP_c)$ rappresenta l'incremento che subisce la temperatura della giunzione per unità di potenza dissipata nel collettore. D'altra parte dalla (4), tenendo conto che I_c è funzione della temperatura [v. la (1)] si può dedurre l'espressione di un secondo coefficiente $\lambda = dP_c/dT_j$ che esprime l'aumento della potenza dissipata al collettore per un grado centigrado di aumento della temperatura della giunzione. Supposto che la temperatura della giunzione subisca, per una causa qualsiasi un incremento ΔT_{j1}, ne conseguirà un incremento della potenza dissipata

$\Delta P_c = \lambda \,.\, \Delta T_{j1}$

che causerà a sua volta un aumento di T_j pari a

$K_{tot} \cdot \Delta P_c = K_{tot} \cdot \lambda \cdot \Delta T_{j1}$.

Perché non si verifichi il fenomeno del l'instabilità termica sarà perciò necessario che il secondo aumento di temperatura sia inferiore al primo e cioè:

$\Delta T_{j2} = K_{tot} \cdot \lambda\, \Delta T_{j1} \leq \Delta T_j$

quindi

$K_{tot} \cdot \lambda \leq 1$.

Soltanto quando $K_{tot} \cdot < 1$ la serie dei successivi incrementi di temperatura è convergente ed ha per somma:

$\Delta T_{j1} / (1 - K_{tot} \cdot \lambda)$.

In questo caso la temperatura finale della giunzione risulta:

$T_{jfin.} = T_{jiniz.} + \Delta T_{j1} / (1 - K_{tot} \cdot \lambda)$.

Lo studio della stabilità termica basato su queste considerazioni si rivela poco pratico per due motivi fondamentali: anzitutto è di difficile valutazione il fattore λ, essendo esso legato a più di un paramatro del transistor, secondariamente la formula sopra indicata sarebbe valida solo se K_{tot} e λ fossero costanti, il che non è, almeno per il fattore λ, come risulta immediatamente osservando l'espressione (4) ed i termini che compaiono nell'espressione di I_c.

Pertanto riteniamo che, tra i sistemi proponibili, uno dei più validi sia ancora quello grafico, che come si vedrà in seguito, consente di fare un'analisi più aderente alla realtà.

Riprendiamo quindi ancora le espressioni (1) e (5) e riportiamole in grafico come rappresentato in fig. 6. È evidente che il valore della corrente di collettore a regime e la temperatura della giunzione ad essa corrispondente sono rappresentati dalle coordinate del punto d'interesezione delle due curve *c* e *d* che rappresentano nel diagramma le espressioni di cui sopra. Spostando il grafico della parabola in senso orizzontale si possono ricavare i valori di I_c e T_j corrispondenti a tutti i possibili valori che può assumere la temperatura ambiente. Appare chiaro che il metodo fin qui esposto permette di controllare con soddisfacente accuratezza sia la stabilità termica dell'amplificatore che la temperatura massima raggiunta nella giunzione. Inoltre esso mette in evidenza in quale senso si debbano modificare, se necessario, i valori di quei componeneti che erano stati preventivamente scelti dal progettista in base a un criterio puramente pratico. Solitamente infatti si prefissano i valori di S ed R_E e quindi si calcolano gli altri componenti del circuito quando sono note le caratteristiche medie dei transistor che si intendono impiegare.

Una volta determinati i valori dei componeneti fissi, si passa al controllo grafico della stabilità dello stadio supponendo che in esso venga montato quel transistor che dal punto di vista termico presenta le caratteristiche più sfavorevoli [massima corrente I_{CBO}, massimo β, minima tensione V_{BE} (7)].

Scomponendo in tre termini la parte in parentesi dell'espressione (1) si vede che la corrente di collettore è costituita da tre componenti:

1) $I_{c1} = SV_B/(R_B + R_E)$ (Pressochè indipendente dalla temperatura).

2) $I_{c2} = SI_{CBO}'\,(R_B + R_E)$ Variabile esponenezialmente con la temperatura)

3) $-I_{c3} = -SV_{BE}/(R_B + R_E)$ (Inversamente proporzionale alla temperatura).

L'andamento del secondo termine (I_{c2}) si deduce facilmente dai dati forniti dal fabbricante [curva della funzione $I_{CBO} = f(T_j)$] oppure ricordando che la corrente di dispersione I_{CBO} varia con la temperatura secondo una legge che si può, con sufficiente approssimazione, rappresentare nel modo seguente:

$I_{CBO}(T_j) = I_{CBO}(25\ ^\circ\text{C}) \cdot e^{c(T_j - 25)}$

nella quale la costante c vale circa 0,085·0,09 (per il germanio). Il terzo termine ($-I_{c3}$) può essere calcolato conoscendo la tensione V_{BE} corrispondente al valore di I_c di progetto e tenendo conto che detta tensione diminuisce, a corrente costante, di circa 2-2,5 mV per ogni aumento di grado centigrado della temperatura T_j. In realtà la tensione V_{BE} varia anche con

---

5) $R_{cc} \geq K_{tot} V^2/4\,(T_{jmax} - T_{amb})$.

(6) PHILIPS, « Transistor for radio receivers and A.F. amplifiers, monografia 20/653/D/E-5-'58.

Fig. 5 - Rappresentazione grafica della potenza dissipata nel transistor montato in classe A.

(7) In pratica si riscontra che una simile eventualità è molto improbabile e pertanto riterremmo più aderente alla realtà considerare come caso peggiore quello in cui si possa avere, per una data I_C, la minima tensione V_{BE}, la massima I_{CBO} ed un guadagno di corrente β di valore pari a quello tipico medio indicato dal fabbricante.

la corrente di collettore ma dovendo mantenere entro limiti ristretti le variazioni di quest'ultima (nel caso della classe A), l'errore che si commette considerando V_{BE} indipendentemente da I_c è nel nostro caso trascurabile.

Il metodo esposto permette inoltre di dedurre quale dovrebbe essere l'andamento della tensione di polarizzazione V_B quando si desiderasse mantenere il più possibile costante la corrente di collettore al variare della temperatura ambiente. È questo il caso di quando si impiegano le resistenze a coefficiente di temperatura negativo per realizzare il partitore di polarizzazione della base.

Desiderando tener conto, per una maggior precisione, della variazione della tensione V_{be} dovuta sia alla temperatura, sia al variare della corrente di collettore, conviene procedere nel modo seguente (vedi fig. 7).

A sinistra dell'asse delle correnti si tracciano le curve $V_{be} = f(I_c)$ per le diverse temperature che interessano. Ogni curva risulterà spostata parallelamente all'altra della quantità $(2 \div 2{,}5)$ (ΔT) mV. Scelto il punto I_e (*nom.*), V_{be} (*nom.*), sulla curva corrispondente a 25 °C, si traccia una retta passante per questo punto e con inclinazione $(R_E + R_B/\beta)$ rispetto alla verticale. La intersezione di questa retta con l'asse delle tensioni ha un'ascissa pari a $V_{BE} + I_E\,(R_E + R_B/\lambda)$.

Ricorrendo alla (1) e ricordando che: $I_{CEO} = (1 + \beta)\,I_{CBE}$ e $I_C = I_e\beta/(1 + \beta) + I_{CBE}$,

l'espressione che rappresenta l'ascissa d'interesezione si trasforma nella seguente:

$$V_B + (R_B/\beta) \cdot I_{CEO}.$$

Per ogni aumento ΔT della temperatura della giunzione, l'interesezione sull'asse della ascisse si sposterà della quantità $\Delta I_{CEO} \cdot R_B/\lambda$ ed il corrispondente valore della corrente di emettitore sarà dato dall'ordinata del punto comune alla retta inclinata ed alla curva $V_{BE} = f(I_E)$ corrispondente alla temperatura fissata, Trasportando le ordinate dei vari punti nel quadrante di destra si trova il diagramma della corrente di emettitore in funzione della temperatura della giunzione. Il valore della corrente di emettitore corrispondente ad una data temperatura ambiente si trova per intersezione con la parabola di cui si è già parlato.

2. - IL TRANSISTOR COME INTERRUTTORE

È innegabile il fatto che i transistor, come amplificatori di segnali alternativi devono, nonostante i notevoli progressi fatti in questi ultimi anni, lasciare il passo alle valvole ancora in numerose applicazioni. Queste ultime, anche in virtù della continua evoluzione che hanno subito, presentano delle caratteristiche superiori specialmente per quanto riguarda la potenza utile di uscita, la massima frequenza di funzionamento ed il fattore di rumore.

Nei circuiti funzionanti a regime impulsivo, il transistor ha trovato invece già da diversi anni il suo naturale campo di utilizzazione offrendo, rispetto alle valvole, considerevoli vantaggi (bassa tensione di saturazione e quindi elevato rendimento, ingombro ridotto, assenza di filamento). Inoltre, con il perfezionamento delle nuove tecniche di fabbricazione, anche la velocità massima di funzionamento è stata elevata ad un punto tale da rendere possibile la loro utilizzazione in qualsiasi applicazione della tecnica digitale.

Quanto alla progettazione dei relativi circuiti, il diverso comportamento del transistor in regime impulsivo rispetto a quello delle valvole, ha richiesto una

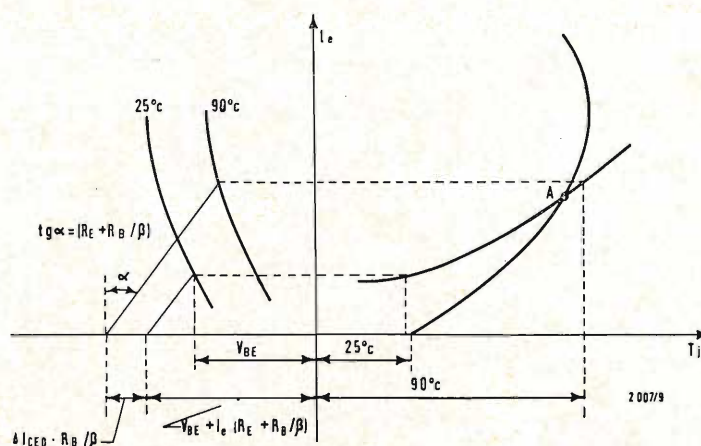



Fig. 7 - Deduzione con metodo grafico del punto di lavoro di un amplificatore a transistor montato in classe A (2° metodo).

sostanziale modifica dei criteri di dimensionamento del circuito stesso.
Ci limiteremo a richiamare l'attenzione sul fatto che, anche quando il transistor viene utilizzato come interruttore, possono verificarsi dei fenomeni di instabilità termica od anche di rapida distruzione del transistor stesso.
Quanto segue servirà inoltre a giustificare alcune limitazioni, di per sè poco evidenti, che compaiono talvolta nei dati di pubblicazione dei transistor di potenza per commutazione.
Sappiamo che la corrente di dispersione I_{CBO} (che circola nel collettore quando il transistor è bloccato: ($I_{EEO} \cong 0$) aumenta con la temperatura secondo una legge esponenziale e, in misura minore, anche all'aumentare della tensione di collettore.
Ciò premesso, supponiamo che un transistor, utilizzato in un circuito di commutazione con un carico ohmico, si trovi con la giunzione ad una determinata temperatura T_j quando si annulla improvvisamente il segnale all'ingresso ed il diodo base-emettitore, viene bloccato con una tensione opportuna. In quell'istante, la corrente di dispersione avrà il valore:

$$I_{CEO}(T_j) = [I_{CBO}(25\ ^{\circ}\mathrm{C}) + (V_e - V_{co})/R_c] \cdot e^{c(T_j - 25)}$$

in cui:
V_c = tensione di lavoro sul collettore,
V_{co} = tensione alla quale è data I_{CBO} a 25 °C,
R_c = resistenza di uscita del transistor bloccato.
Corrispondentemente la potenza istantanea dissipata nel transistor sarà:
$P_c = V_c \cdot I_{CBO}(T_j)$.
Per ogni valore di V_c si possono allora tracciare i diagrammi delle funzioni $P_c = f(V_c)$ (v. fig. 8). Ricordando ora l'espressione che lega la potenza P_c alla temperatura T_j attraverso la temperatura ambiente T_{amb} e la resistenza termica complessiva K_{tot}, possiamo scrivere:
$P_c = T_j/K_{tot} - T_{amb}/K_{tot}$
che rappresenta una retta uscente da un punto dell'asse delle ascisse (di coordinate T_{amb}, 0) o inclinata rispetto a quest'ultime dell'angolo $a = arctg$ $(1/K_{tot})$.
Fissata la temperatura ambiente T_a e la costante K_{tot} (e quindi la posizione della retta) si vede che, a seconda del valore V_c le curve ad andamento esponenziale (risulteranno tali quando, a vantaggio della stabilità, si trascura la presenza del carico ohmico sul collet; tore) possono trovarsi tutte al di sopra della retta, od esserle tangenti, od ancora intersecarla in due punti. Nel primo caso il circuito sarà comunque instabile per qualsiasi valore della temperatura T_j; nel secondo, la tensione V_c corrispondente alla curva tangente sarà la massima tollerabile e la temperatura interna del transistor prima della commutazione non potrà essere superiore all'ascissa del punto di tangenza. Nel terzo caso i punti d'intersezione $A_1 - B_1$, $A_1 - B_2$, etc., rappresentano una condizione di equilibrio rispettivamente stabile (punti A) e potenzialmente instabile (punti B). Per ogni valore di $V_{c\ max}$ precedentemente stabilita, la massima temperatura ammissibile nella giunzione è quella dell'ascissa del punto B.
Per ogni valore di T_{amb} si può costruire, per ogni tipo di transistor, un diagramma $V_c = f(T_{j\ max})$ (v. Philips Handbook Semiconductors - caratteristiche dei transistor OC76 o OC77).
Come avevamo premesso, le conclusioni cui siamo pervenuti valgono solo quando il carico del transistor ha carattere puramente ohmico. Infatti, quando il carico è, per esempio, induttivo, le sovratensioni che si generano all'apertura virtuale del transistor possono danneggiare irrimediabilmente il transistor stesso. In questi casi il pericolo viene evitato disponendo in parallelo al carico uno o più elementi (gruppo serie R-C, diodo resistenza non lineare tipo VDR, etc.) atti a limitare opportunamente l'ampiezza delle sovratensioni sopra accennate.
A questo proposito sarà bene ricordare il particolare andamento delle caratteristiche (I_c - V_{ce}) del transistor bloccato (v. fig. 9). Infatti, dopo aver introdotto gli elementi di smorzamento, ci si dovrà assicurare che, durante il ritorno alle condizioni di interdizione, la traiettoria percorsa dal punto P non vada ad interessare la caratteristica di blocco corrispondente alle condizioni di lavoro. In caso contrario il picco di potenza che viene dissipata nella giunzione potrebbe durare un tempo sufficiente a danneggiare il transistor. Il rilevamento simultaneo degli oscillogrammi della tensione e della corrente ci consentiranno di verificare le condizioni di cui sopra.
Resta tuttavia da considerare un importante elemento, e cioè il picco massimo di energia che può sopportare la giunzione durante la commutazione.
Purtroppo, pur essendo stato l'argomento oggetto di studio da parte di diversi autori, a tutt'oggi non vengono forniti al progettista i dati necessari per valutare con sicurezza le condizioni di funzionamento del transistor.
Questa situazione è almeno in parte giustificata da due motivi fondamentali. Il primo è che lo studio teorico dell'andamento della temperatura nella giunzione, cui vengono trasferiti degli impulsi di energia con una certa frequenza, richiede siano formulate delle ipotesi semplificative sulla configurazione geometrica della struttura interna del transistor e quindi conduce a delle con-

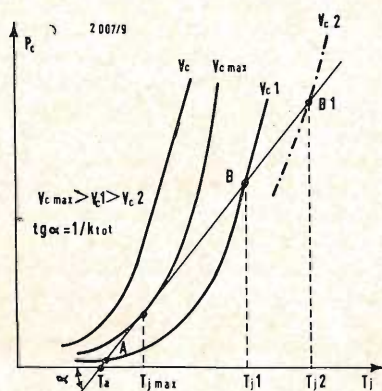



Fig. 8 - Analisi grafica della stabilità termica di un transistor impiegato come interruttore con carico ohmico.

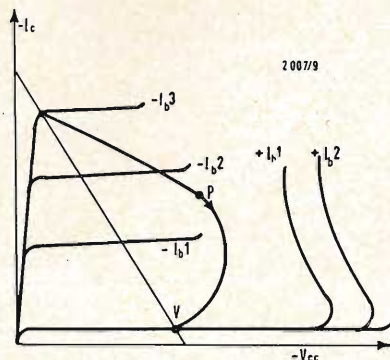



Fig. 9 - Grafico dei valori istantanei della tensione e della corrente di collettore (coordinate del punto P) di un transistor usato come interruttore con carico induttivo.

(8) I.D. Andrews and E. D. Jones - « Transistors and High Power Pulses », Electr. Eng. April 1962.

clusioni che non possono essere facilmente generalizzate. Il secondo è che il dedurre per via sperimentale, per ogni tipo di transistor o di raddrizzatore. un diagramma completo della resistenza termica transitoria comporta, a parte le non trascurabili difficoltà tecniche, un notevole aumento della serie di misure e controlli di fabbricazione che si operano normalmente sui semiconduttori con un conseguente sensibile aumento del costo finale. Possiamo comunque affermare che in questi ultimi anni si son fatti dei considerevoli passi avanti anche in questa direzione. Infatti sono già disponibili, per alcuni raddrizzatori di potenza, i diagrammi della resistenza termica transitoria, mediante i quali è possibile valutare analiticamente l'andamento nel tempo della temperatura della giunzione quando la potenza viene ad essa applicata sotto forma impulsiva. Recenti esperienze (8) condotte da altri autori inducono ad essere abbastanza ottimisti circa la capacità dei transistor a sopportare senza danno transistor di potenza di notevole intensità.

La situazione attuale in merito a tale problema ci autorizza a sperare che in un futuro abbastanza prossimo questa lacuna, nella serie dei dati caratteristici relativi ai semiconduttori in generale, possa essere colmata.

3. - BIBLIOGRAFIA

L. P. Hunter, « Semiconductors Handbook », Mc Graw, Hill, 1956.

D. Dewjtt and A. L. Rossoff, « Transistors Electronics », Mc Graw, Hill, 1957.

Woyfendale, « The Junction Transistor and its applications », Heywood & Company Ltd, 1958.

C. Le Can, «The Junction Transistor as a switching device », Philips Technical Library.

L. Van Bjljon, « Transistor avalanche voltage »., Electr. Techn. feb. 1960.

J. D. Andrews and E. D. Jones, « Transistors and High Power Pulses », Electr. Engin., apri. 1962.

E. J. Djebold and Werner Luft, « Transient Thermal Impedance of Semiconductor devices », Conference Paper, AIEE n. CP, 60-68.

F. W. Gutzwjller and T. P. Sjlvan, « Power Semiconductor Ratings Under Transient and Intermittent Loads ». Conference Paper AIEE n. CP, 60-69.

A.

In commercio nuovi rivelatori di sollecitazione a semiconduttori.

La International General Electric ha annunciato di avere posto in commercio 17 nuovi tipi di dispositivi a semiconduttori capaci di rilevare sollecitazioni con una sensibilità 60 volte maggiore di quella dei comuni misuratori a filo.

Con il nuovo prodotto, la G.E. fa il suo ingresso nel campo degli elementi sensibili e dei misuratori di sollecitazioni a semiconduttori. Tali dispositivi servono a rilevare i campi gravitazionali, le velocità, le pressioni ed altre sollecitazioni che possono essere presenti nell'interno di, o applicate su, una superficie solida, e se ne fa largo uso tanto per eseguire rilievi su missili e navi spaziali, quanto come strumenti di misura e di controllo.

La nuova serie di dispositivi comprende rivelatori di sollecitazioni sia a un elemento che a più elementi. I tipi a un elemento sono ora disponibili nella versione epitassiale come anche in quella normale; quelli a più elementi sono tutti del tipo epitassiale. Si ritiene che questi siano i primi rivelatori di sollecitazioni a semiconduttori nei quali viene impiegato il silicio distribuito epitassialmente.

Tra i nuovi dispositivi vi sono elementi per rilevare le sollecitazioni normali indipendentemente da quelle di taglio, ed altri per rilevare le sollecitazioni di taglio indipendentemente da quelli normali. I tipi a più elementi comprendono misuratori a due elementi, ponti quadrati epitassiali, un ponte obliquo universale, e tre vivelatori di sollecitazioni di taglio, rispettivamente del tipo laminare, a ponte, e a barra di torsione.

La tecnica di distribuzione epitassiale usata nella fabbricazione degli elementi da una uniformità di produzione che consente di accoppiare gli apparecchi con tolleranze di circa $\pm 1{,}5\,\%$ sia per la resistenza che per la resistività. L'uso di una stratificazione epitassiale su un materiale al silicio di alta resistenza consente inoltre di saldare o legare a caldo i rivelatori di sollecitazioni direttamente alla struttura sollecitata.

I nuovi elementi hanno una sensibilità dell'ordine di 10 microsollecitazioni e un fattore di misurazione di 120, in confronto al normale fattore 2-4 dei misuratori a filo. Inoltre, i dispositivi a semiconduttori non sono alterati dalle variazioni di temperatura.

Le resistenze offerte da tali dispositivi vanno da 10 Ω a 2500 Ω, mentre la « ohmicità » dell'intera serie oscilla intorno a $\pm$ 0,1 per cento. La resistenza di ciascun elemento sensibile è costante per tutte le varie intensità di corrente sia in un senso che nell'altro. *(i.d.a.p.)*

Convegno Radiomarelli-West a Milano

Nei giorni 5 e 6 settembre ultimo, ha avuto luogo a Milano, presso il Museo della scienza e della Tecnica, l'annuale Convegno tecnico-commerciale della Radiomarelli-West, che riunisce Dirigenti e Tecnici della Fabbrica Italiana Magneti Marelli con dirigenti, finanziari e collaboratori alle vendite delle due Aziende consorelle, nel campo Radio-TV ed elettrodomestici.
Alla seduta inaugurale del Convegno, presieduto dal Direttore Generale della Radiomarelli ing. Carenzi, ha portato il suo saluto augurale ai convenuti il Presidente del Gruppo Magneti Marelli, Cav. del Lavoro Conte Ing. Quintavalle, tracciando le linee d'azione futura delle due Società consorelle.
Nel corso del Convegno sono stati presentati, come di consueto, i modelli di nuova produzione Radiomarelli e West, e discussi i complessi problemi inerenti alla nuova politica di vendita basata sulla riduzione dei prezzi, al pubblico, politica di cui Radiomarelli e West si sono fatte promotrici assieme ad altre Ditte del ramo.
A conclusione della manifestazione, è stato consegnato un diploma di benemerenza ed una medaglia d'oro a 12 Concessionari Radiomarelli che da oltre un venticinquennio lavorano con la grande organizzazione milanese.
A nome dei premiati, il Comm. Civita di Napoli ha ringraziato con commosse parole, improvvisando un brillante discorso vivamente applaudito dai convenuti.
È stato altresì consegnato un distintivo d'onore a 23 dipendenti che hanno raggiunto e superato in servizio vent'anni di collaborazione con l'Azienda,
Anche il Convegno di quest'anno, ha lasciato, come sempre, un grato e simpatico ricordo, a sprone di una più intensa e sentita attività per il costante incremento della Radiomarelli.

Electron

Al tavolo della Presidenza durante l'annuale Convegno tecnico-commerciale della Radiomarelli-West; da sinistra a destra, i sig.ri: rag. P. D'Agnano, comm. A. Ferrari Loranzi, dr. ing. M. Carenzi-conte B. A. Quintavalle, ing. S. Bianchi, col. A. Scoti, cav. A. Damiani.

Il ruolo determinante della fisica elettronica nei progressi della medicina e delle scienze biologiche.

L'interesse crescente delle applicazioni dell'ingegneria alla soluzione di problemi biologici è testimoniato negli ultimi anni da pubblicazioni su periodici, da congressi specialistici e dal sorgere di nuove organizzazioni e associazioni scientifiche. In particolare la fisica elettronica tende sempre più ad acquistare un ruolo determinante nei progressi della medicina e delle scienze, in senso lato, biologiche.
Sono passati quarant'anni da quando Gasser e Newcomer, alfine di migliorare la registrazione dei fenomeni biologici, realizzavano il primo amplificatore elettronico, prendendo a prestito il triodo dal già ricco arsenale dei fisici ed aprendo così, in effetti, una delle strade più fruttuose per la ricerca biologica e medica. Appena trent'anni or sono, Erlanger insieme con lo stesso Gasser, utilizzarono un primo esemplare di quelli che sono poi divenuti i tubi a raggi catodici, gettando le basi per uno studio obiettivo dei meccanismi elementari dell'attività nervosa che costituiranno, il primo nucleo della moderna Neurofisiologia. Contemporaneamente, lo psichiatra tedesco Berger, con l'aiuto di un ingegnere elettronico, realizzando un primo amplificatore a bassa frequenza con debolissimo rumore di fondo, dimostra l'esistenza delle onde elettriche cerebrali; l'Elettroencefalografia che diventerà la tecnica essenziale della Neurofisiologia clinica.
Questi primi esempi, tratti da una lista diventata ormai assai lunga, sono sufficientemente indicativi dei risultati pratici raggiunti dai primi ricercatori in questo campo, grazie alla loro curiosità dei progressi della tecnologia o alla loro conoscenza delle leggi della fisica.
Benché il ritmo di questi collegamenti e passaggi dalla tecnica alla scienza non abbia subìto rallentamenti, l'evoluzione tecnica e scientifica ha fatto rapidi passi avanti solo in questo dopoguerra, facilitando per la Medicina il raggiungimento delle sue finalità preventive, diagnostiche e curative, e per la Biologia lo studio di fenomeni di fondamentale importanza.
Vantaggi talora considerevoli nella comprensione del malato o della malattia sono derivati dall'utilizzazione delle nuove acquisizioni della fisica, della chimica, delle matematiche, della tecnologia, per l'elaborazione di un nuovo test, di un nuovo diagnostico, di un nuovo metodo, di un nuovo strumento. Ciò ha indotto studiosi di diversa formazione culturale a ritenere che bisogna rendere più sistematico questo sforzo di confronto tra lo stato attuale dei mezzi strumentali o logici in medicina ed in biologia e le possibilità potenziali delle scienze e delle tecniche fisiche, al fine di conseguire continui progressi sia in campo teorico sia in campo pratico.
Dopo essere stata in diversi Paesi appannaggio di un ristretto gruppo di ricercatori, l'elettronica medica, o bio-ionica, o medical electronics o biological engineering, oggi rappresenta il principale oggetto di studio in istituti che svolgono le loro attività pratiche e di ricerca nell'ambito di università o di altri enti scientifici di ricerca.
Per tali motivi l'Istituto nazionale di psicologia del Consiglio Nazionale delle Ricerche, nel quadro delle attività di ricerca della Impresa di Elettrofisiologia, ha invitato il Prof. Saul Larks, M.S.E.E., Ph.D., del Department of Electrical Engineering dell'Università di Marquette, a tenere una Conferenza su questi temi, dal titolo: « The emerging field of biomedical engineering », presso il Consiglio Nazionale delle Ricerche nel decorso mese di luglio.
Il Prof. Larks, che può essere considerato uno dei pionieri nelle applicazioni dell'ingegneria alla soluzione dei problemi biologici, è stato, prima dell'attuale incarico, «assistant professor» di biofisica alla School of Medicine dell'Università della California di Los Angeles. (*i.s.*)

La Pirelli applicazioni elettroniche (P.A.E. ha recentemente posto in produzione nello Stabilimento di Giugliano - Napoli un sistema di 150 W per la pulizia ad ultrasuoni su licenza della Harris A.S.W. Divisione della Feneral Instrument Corporation - U.S.A.
Compongono il sistema un generatore elettronico ad alto rendimento dimensionato per funzionare stabilmente, anche per molte ore continuativamente in condizioni ambientali non ideali, senza richiedere alcuna manutenzione; una vasca (o due funzionanti alternativamente) completamente in acciaio inossidabile, adatta per qualsiasi solvente nelle normali concentrazioni, portante sul fondo due trasduttori del tipo magneto strittivo connessi con uno speciale procedimento atto a garantire un elevato fattore di convesione energia elettrica-energia meccanica.
La potenza in uscita al generatore di 150 W e la capacità della vasca è di 6,8 litri.
Il sistema permette di risolvere agevolmente problemi di pul8zia di componenti, di particolari di circuiti assemblati e molti altri altrimenti insoluti, con risultati veramente apprezzabili (*b. & c*).

Realizzate una perforatrice ed una verificatrice elettronica

La Divisione Univac della Remington Rand Italia ha annunciato la realizzazione di due importanti novità nel campo delle macchine a schede perforate: la «Perforatrice elettronica Univac 1500» e la «Verificatrice elettronica Univac 1400», le prime macchine del genere ad essere dotate di memoria a nuclei magnetici.
La «Perforatrice elettronica Univac 1500» trasferisce dati e informazioni, in forma sia numerica che alfanumerica, da documenti su schede a 80 o 90 colonne, oppure perfora i dati registrati sulle schede stesse. Caratteristiche basilari sono: la simultaneità delle operazioni, la memoria a nuclei magnetici per la memorizzazione dei dati e del programma, la capacità di perforare 50 colonne al secondo, a scelta, con o senza intervento del programma.
La «Verificatrice elettronica Univac 1400» controlla i dati perforati su schede sia a 80 che a 90 colonne, comparandoli con quelli prelevati dai documenti o dalle registrazioni sulle stesse schede documento. Queste le principali innovazioni della Verificatrice: memoria a nuclei magnetici per l'immagazzinamento dei dati e del programma, possibilità di eseguire la verifica con o senza l'intervento del programma. Le schede, alimentate automaticamente da un serbatoio di ingresso della capacità di 600 schede, passano dalla stazione di lettura alla stazione di visibilità. Contemporaneamente all'introduzione della scheda avviene la espulsione della scheda precedente. (*i.s.*)

Luigi Cesone

Oscilloscopio per cardiologia*

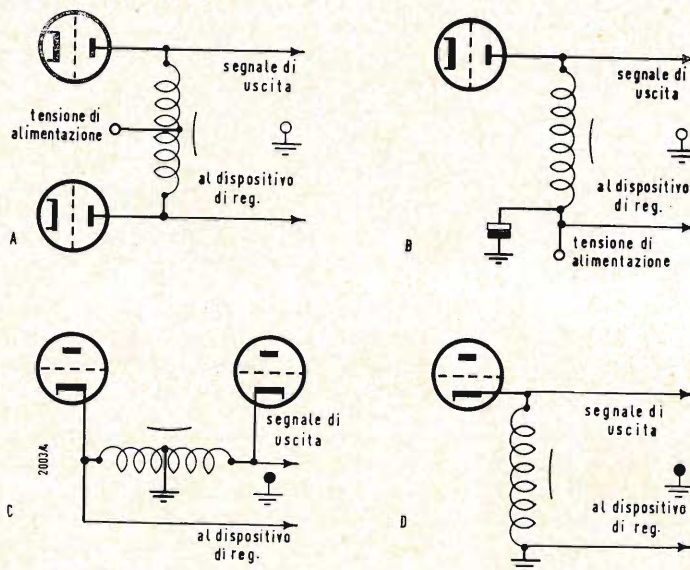



Fig. 1 - Un oscilloscopio per impieghi cardiologici deve potersi raccordare ai diversi circuiti d'ingresso del dispositivo di registrazione che presentano spesso le più differenti realizzazioni circuitali in funzione dei numerosi modelli di elettrocardiografi attualmente prodotti.

(*) Rielaborato da: Hunzinger, R., Un oscilloscope pour la cardiologie, *Toute l'électronique*, Marzo-Aprile 1963, pag. 123.

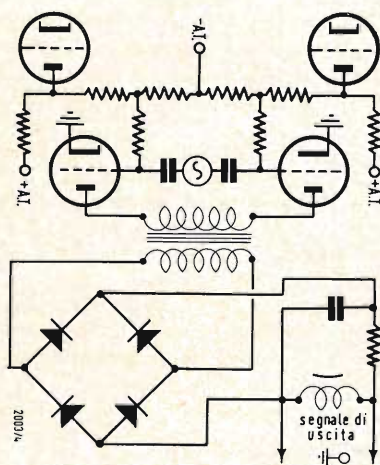



Fig. 2 - Negli elettrocardiografi del tipo ad onda portante, il galvanometro di registrazione dei tracciati è del tipo a bassa impedenza.

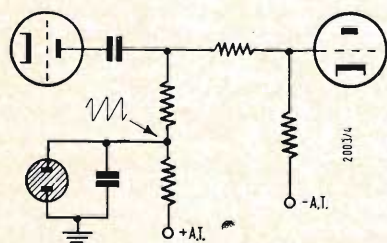



Fig. 3 - La sovrapposizione di una tensione di rilassamento, a frequenza elevata, sull'elettrocardiogramma, consente di regolare l'ampiezza della registrazione. Tale tensione deve essere tuttavia eliminata dai circuiti dell'oscilloscopio impiegato in unione all'elettrocardiografo.

NEI PRIMI elettrocardiografi elettronici, le tensioni periferiche relative agli impulsi cardiaci venivano visualizzate mediante un tubo a raggi catodici. Il cardiogramma si otteneva successivamente procedendo ad una registrazione fotografica dell'immagine oscilloscopica.

Dopo qualche anno dalla messa a punto di questo sistema, esso fu però sostituito con altri metodi di registrazione che presentavano il sensibile vantaggio di poter essere condotti con apparecchiature di dimensioni più ridotte e di peso notevolmente inferiore. Questi più recenti apparecchi di registrazione, siano essi del tipo a scrittura termica o a proiezione d'inchiostro mediante dispositivo galvanometrico, presentano tuttavia l'inconveniente di non poter fornire una visualizzazione diretta degli elettrocardiogrammi consentendo lo studio dei medesimi in «scopia». Per sopperire a tale limitazione di impiego, appare quindi pienamente giustificata la necessità di mettere a punto un oscilloscopio particolarmente adattato alla tecnica cardiologica e che presenti soprattutto minime dimensioni di ingombro e buone caratteristiche di asservimento alla maggior parte delle apparecchiature elettrocardiografiche disponibili sul mercato europeo.

1. - ADATTAMENTO TECNICO

Poiché la diversità dei sistemi di registrazione impiegati è praticamente equivalente alla diversità dei modelli di apparecchi esistenti, non è raro imbattersi in una molteplicità di configurazioni circuitali spesso inattese, per quanto riguarda gli stadi amplificatori in Bassa Frequenza dell'elettrocardiografo. (Figura 1).

Dacché le Norme più diffuse prevedono per gli elettrocardiografi uno stadio di ingresso simmetrico, la gran parte di tali apparecchi viene dotata anche di uno stadio d'uscita simmetrico, ad eccezione di quelli che utilizzano il principio della frequenza portante e nei quali si procede ad una rivelazione subito prima dei punti di applicazione del dispositivo galvanometrico (Figura 2). Per questi ultimi, il sistema di registrazione e del tipo a bassa impedenza per cui si effettua con deboli tensioni di uscita.

Alcuni costruttori sovrappongono all'elettrocardiogramma una tensione di rilassamento a frequenza elevata, la cui ampiezza variabile consente di ottenere una larghezza variabile della traccia. Poiché i dispositivi di registrazione presentano nei confronti di questa frequenza una sensibilità ridotta, la tensione di rilassamento ha un'ampiezza superiore nei confronti dei segnali relativi dell'elettrocardiogramma. Appare quindi indispensabile provvedere ad eliminare la tensione di ri-

lassamento nei circuiti dell'oscilloscopio.

2. - BANDA PASSANTE E CURVA DI RISPOSTA

Le Normi Francesi precisano che la banda passante degli elettrocardiografi possa estendersi da 0,7 a 60 Hz, con una alinearità di ampiezza non superiore al 20%. Non si tratta in effetti di una grave limitazione poiché infatti gli apparecchi moderni consentono registrazioni soddisfacenti a parecchie centinaia di periodi.

Nel caso di apparecchi dotati di oscillatore di rilassamento, l'oscilloscopio dovrà essere forzatamente limitato in frequenza al fine di non visualizzare le tensioni di rilassamento. Si noti tuttavia che questa riduzione di banda passante nei confronti delle frequenze elevate, non altera assolutamente l'osservazione oscilloscopica degli elettrocardiogrammi essendo la massima frequenza trasmessa superiore ad un centinaio di hertz.

Su alcuni tipi di elettrocardiografi dotati di galvanometro o di altro dispositivo di registrazione, nei quali il responso in frequenza non sia lineare, la necessaria correzione si effettua nell'amplificatore. Per questo fatto, l'impiego di un oscilloscopio a curva di responso lineare può essere conveniente soltanto per un numero ridotto di elettrocardiografi; per tutti gli altri si impone una correzione della curva di risposta eseguita con un metodo adattato alla tecnica elettrocardiografica.

Nel caso si desideri poter associare un oscilloscopio a numerosi tipi di elettrocardiografi, è necessario poter effettuare tale adattamento con una semplice operazione di commutazione, agendo parimenti sulla sensibilità.

3. - DESCRIZIONE DELL'OSCILLOSCOPIO

La sezione di alimentazione non richiede alcun commento; si noterà unicamente l'esistenza di due differenti valori di alta tensione, l'uno positivo e l'altro negativo, entrambi ottenuti mediante rettificazione monofase (Figura 4).

Il tubo a raggi catodici è alimentato con le due suddette tensioni, la cui ripartizione ai diversi elettrodi è quella tradizionale; è prevista inoltre una correzione di astigmatismo.

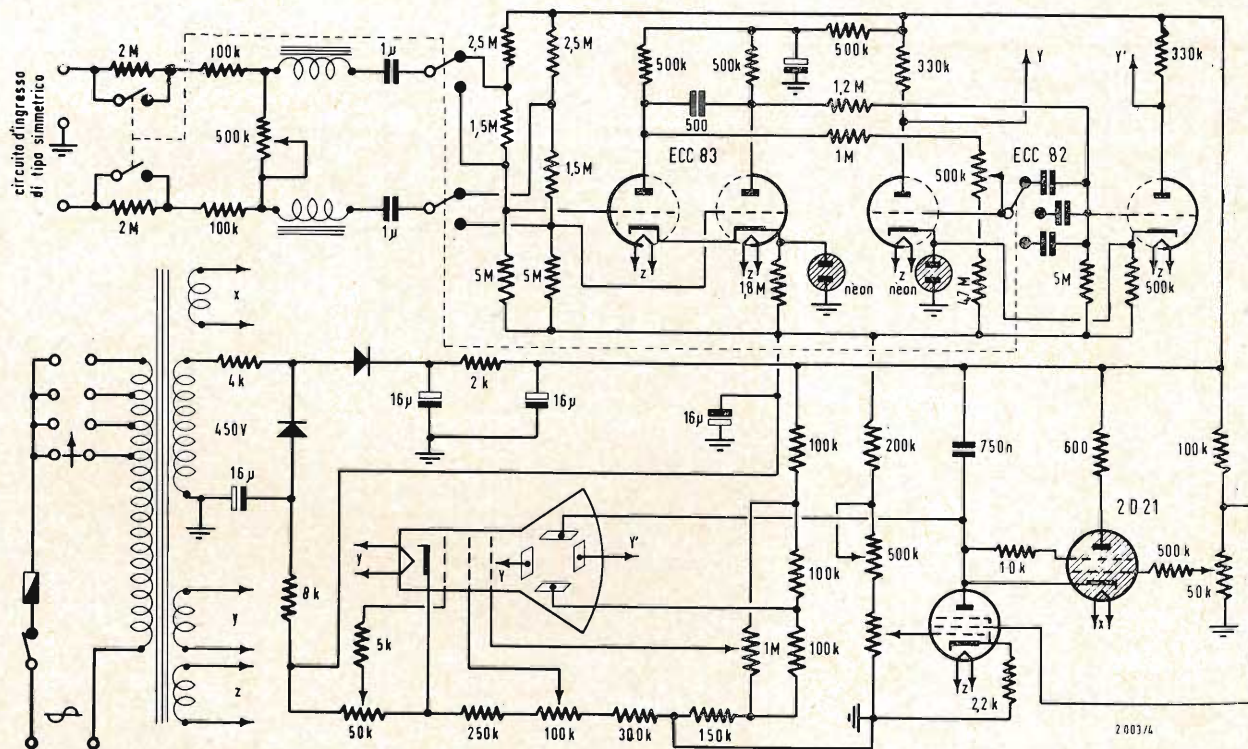



Fig. 4 - L'oscilloscopio speciale per elettrocardiografia è costituito da un amplificatore per frequenze molto basse, di tipo simmetrico. Le caratteristiche di risposta di tale amplificatore sono adattabili al tipo di elettrocardiografo associato. Completa il circuito un oscillatore della base dei tempi. I tubi al neon collegati fra il catodo e il filamento delle valvole amplificatrici hanno la funzione di proteggere le valvole contro eventuali fenomeni di scariche che potrebbero attuarsi fra filamento e catodo, al momento dell'accensione dell'apparecchio.

Il Presidente della Repubblica ha insignito dell'onorificenza di Grande Ufficiale della Repubblica Italiana il Sig. Carlo Daroda, in riconoscimento delle alte benemerenze acquisite in una più che trentennale attività nel settore industriale radiotelevisivo.

Il Sig. Carlo Daroda, entrato giovanissimo (1923) nel costituendo Reparto Radio della Soc. Telef. Siti « Doglio » in Milano, ha dedicato quaranta anni di attività al settore radio e successivamente alla televisione, ricoprendo vari incarichi presso Industrie private e pubbliche amministrazioni. Attualmente è Presidente dell'Autovox S.p.A. e Presidente-Amministratore Delegato della Mallory Timers Continental.

Sopra: il Comm. Carlo Daroda in una recente foto scattata in occasione della cerimonia di premiazione del « Mercurio d'Oro ».

L'osservazione degli elettrocardiogrammi comporta una esplorazione dello schermo relativamente lenta, di circa 25 mm/sec, vale a dire che un periodo di rilassamento di circa 5 sec, per un tubo da 70 mm, è una media accettabile. In funzione di ciò e principalmente per la sua semplicità, il circuito qui descritto fa ricorso – per quanto riguarda la base dei tempi – ad un thyratron e ad un pentodo la cui disposizione circuitale e gli elementi ad essa associati, sono illustrati in figura 4. È prevista una sola gamma per la frequenza di spazzolamento e la velocità di esplorazione dello schermo viene regolata una volta per tutte. Anche la ampiezza del segnale di esplorazione è prefissata in sede di messa a punto e tutto ciò semplifica la manipolazione dell'apparecchio durante l'utilizzazione L'amplificatore di deviazione è del tipo a corrente continua, ad accoppiamento diretto per resistenze. Si noterà che i tubi al neon collegati fra catodo e massa delle due valvole amplificatrici hanno lo scopo e la funzione di proteggere queste ultime contro eventuali scariche che potrebbero verificarsi fra i filamenti ed i catodi medesimi. Una tensione negativa di notevole ampiezza si manifesta infatti su tali elettrodi allorché l'oscilloscopio viene messo sotto tensione. Il commutatore che consente l'adattamento ai vari tipi di elettrocardiografi, agisce simultaneamente sulla sensibilità e sui valori dei condensatori di correzione della curva di risposta che appaiono collegati in parallelo al secondo triodo amplificatore.

Infine i condensatori del circuito di ingresso fanno capo al doppio circuito potenziometrico presente nel circuito di griglia della prima valvola ECC83.

Tale disposizione circuitale presenta il sensibile vantaggio di migliorare la stabilità dell'amplificatore, poiché i condensatori suddetti sono sottoposti ad una differenza di potenziale trascurabile. La regolazione di ampiezza si ottiene agendo sul valore del reostato presente nel circuito d'ingresso il quale forma – unitamente alle resistenze precedentemente citate – un circuito potenziometrico di tipo simmetrico. Questa particolare disposizione presenta il vantaggio di mantenersi costantemente equilibrata senza richiedere l'adozione del classico doppio potenziometro il cui impiego diminuirebbe sensibilmente le qualità di un tale circuito differenziale.

Se si escludono le speciali indicazioni riportate al riguardo di questo oscilloscopio, l'insieme del suo circuito e di concezione tradizionale. L'apparecchio è montato in un contenitore di dimensioni relativamente ridotte (18 × 14,5 × 10 cm) e può eventualmente essere sistemato su di un supporto del tipo usato per microfoni, di sufficiente stabilità. A

Mostra della Radio e Televisione. Il Ministro Corbellini ha visitato lungamente la Mostra della Radio e Televisione. Nella fotografia lo vediamo accompagnato dall'Ing. Trucillo in visita allo stand della S.p.A. Autovox.

Il nuovo misuratore di distorsione di intermodulazione e armonica e voltmetro elettronico per c. a. della EICO ha molte applicazioni nelle misure nel campo audio.

Un nuovo strumento, il modello 902 EICO, analizzatore di distorsione di intermodulazione e armonica e voltmetro elettronico per c.a. è stato annunciato dalla EICO Electronic Instrument Co.
Il nuovo EICO 902 è uno strumento audio completo, combinazione di un misuratore di distorsione di I.M. e armonica, con un sensibile voltmetro elettronico per c.a. e misuratore di dB in un unico apparecchio compatto. Progettato e costruito secondo severe norme di laboratorio, offre l'estrema stabilità e precisione necessarie per la maggior parte delle misure più critiche nel campo audio. Tuttavia, il suo funzionamento facile e rapido lo rende egualmente desiderabile per controlli di collaudo e di qualità in produzione, e per il servizio di riparazione.
Il 902 è equipaggiato con uno strumento misuratore di 115 mm che va in fondo scala con la distorsione piccolissima dello 0,1% o con la tensione efficace alternata di 10 millivolt. La scala lineare molto ben leggibile permette letture precise di distorsione dell'ordine dello 0,01%, e di distorsioni alternative dell'ordine di 1 mV. Vi sono 6 campi di I.M. a fondo scala fino al 30% di distorsione, 7 per la distorsione armonica fino al 100%, e 10 per le tensioni alternative fino a 300 V_{eff}, colla precisione del $\pm$ 5% sulla distorsione e con la precisione del $\pm$ 4% sulle tensioni alternate.
Il 902 contiene sorgenti di segnale di prova di bassa e di alta frequenza per le misure di distorsione di intermodulazione ed acconsente di scegliere i rapporti di 4 : 1 o di 1 : 1 fra la bassa e l'alta frequenza.

Se si desidera, si possono impiegare sorgenti esterne di bassa frequenza fino a 400 Hz e di alta frequenza fino a 2 kHz minimi.
Il 902 è uno strumento versatile. Le misure di intermodulazione e di distorsione armonica aiutano il progettista a fare la miglior possibile scelta dei circuiti degli amplificatori e dei componenti. Nel progetto di sintonizzatori e nella loro produzione, l'EICO 902 rende possibile il progetto e la taratura per la minima distorsione. Il basso costo del 902 lo rende utile per le prove di distorsione in produzione. Il tempo di misura per unità può essere molto piccolo, 1 minuto. La forza ottima della puntina di un fonorivelatore può essere facilmente determinata suonando un disco contenente i necessari toni di prova. L'apparecchiature di registrazione dei dischi può essere controllata indirettamente registrando le frequenze di prova per l'I.M. e poi suonando il disco attraverso un complesso di riproduzione con bassa distorsione. Si può poi misurare qualunque distorsione. Lo stesso procedimento si usa per il controllo dei registratori a nastro.
Negli studi di alta fedeltà, sia in linea di produzione, sia nello studio dell'audio di alta fedeltà, il 902 è indispensabile. Il modello 902 estende la visione degli inconvenienti di un apparecchio in un'area molto vasta di disturbi non chiaramente rivelabili dall'osservazione delle forme d'onda (La distorsione armonica può superare molte volte i valori stabiliti prima di essere rivelata dall'esame della forma di onda e la I.M. non è rivelabile affatto con l'osservazione di una sola frequenza).
Serve anche per il tecnico del servizio, che può con esso riallineare un amplificatore o un sintonizzatore e ripristinare i valori di distorsione originali del fabbricante.
(*a.n.*)

Amplificatori operazionali a corrente logaritmica

A seguito di studi condotti, con un contributo finanziario del Consiglio Nazionale delle Ricerche, presso il Centro calcoli e servomeccanismi, diretto dal Prof. Giuseppe Evangelisti, della Facoltà d'ingegneria dell'Università di Bologna, sono stati realizzati amplificatori logaritmici ed antilogaritmici, da utilizzarsi per la rappresentazione analoga delle relazioni non lineari dell'Idraulica.
La caratteristica logaritmica è stata ottenuta sfruttando la legge di emissione catodica di tubi a vuoto.
Le prove di stabilità a lungo termine e di precisione della caratteristica hanno dato risultati soddisfacenti per l'impiego specifico suaccennato.
Sono stati quindi studiati particolari circuiti adatti alla compensazione delle diversità iniziali delle caratteristiche degli elementi non lineari impiegati, giungendo alla conclusione che tale compensazione si può in genere ottenere con due regolazioni indipendenti per ogni elemento.
Gli elementi logaritmico e antilogaritmico realizzati presentano pertanto caratteristiche di intercambiabilità tali da renderne pratico l'impiego come generatori di funzione per il calcolo analogico.
Come sviluppo della ricerca intrapresa è in corso di studio un circuito, comprendente tali amplificatori, adatto per la generazione elettronica di relazioni monomie di tipo generale.
Tale circuito potrà risultare utile per la costruzione di modelli di sistemi fisici essenzialmente non lineari, quali le reti di distribuzione dei fluidi e i componenti essenziali di servosistemi idraulici e pneumatici (valvole, linee di trasmissione, etc.)
(*i.s.*)

dott. ing. Pasquale Postorino

Una nuova tecnica: la criogenia*

Sotto il nome di criogenia si nasconde una scienza del tutto « discreta », che avrà senz'altro ripercussioni molto importanti man mano che le ricerche, delle quali essa ne è oggetto, saranno estese. Criogenia ha per radice la parola greca « Kruos », che vuol dire « freddo ». Vengono denominate generalmente temperature criogeniche quelle inferiori a — 180 °C (punto di fusione dell'ossigeno liquido).
A queste temperature, infatti, la maggior parte dei corpi, assume nuove proprietà fisiche, che sovente sconvolgono le teorie meglio definite. Così, mentre una barra di piombo emette un suono sordo quando viene picchiata, la stessa barra trilla chiaramente a temperature criogeniche. Una palla di gomma ad una temperatura vicina allo zero assoluto (— 273 °C), non appena si lascia cadere, va in frantumi. Questi fenomeni, per lo meno sorprendenti, incitano i vari ricercatori a proseguire i loro studi e le loro ricerche. Dopo un breve richiamo storico, parleremo del comportamento della criogenia nell'elettronica e dei vantaggi che essa presenta.

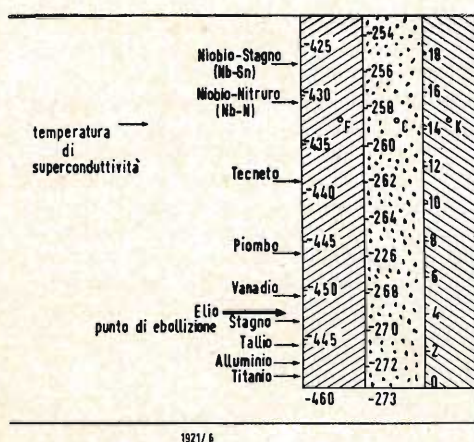



Fig. 1 - Alcuni metalli diventano superconduttori ad una temperatura propria caratteristica.

NEL 1908, dopo aver scoperto il metodo di liquefazione dell'elio, Kamerlingh Onnes proseguì le sue ricerche e studiò gli effetti delle basse temperature. Nel 1911, mentre indagava sulla resistività dei metalli alle basse temperature, fece uno scoperta capitale. Secondo la teoria classica, la resistenza elettrica dei metalli diminuisce proporzionalmente alla diminuzione della temperatura. Alla temperatura dello zero assoluto, i metalli dovrebbero dunque conservare una certa resistenza residua. Kamerlingh Onnes verificò la teoria misurando la resistenza di un blocchetto di mercurio e constatò che essa variava come l'aveva previsto. Ma notò che alle temperature vicine allo zero assoluto la resistenza elettrica scompariva improvvisamente. Diede a questo fenomeno il nome di superconduttività. Proseguendo nelle sue ricerche, scoperse che alcuni metalli diventavano superconduttori in vicinanza dello zero assoluto, ma ognuno ad una temperatura propria caratteristica (fig. 1). Qualche anno dopo scoperse una nuova proprietà dei metalli superconduttori: cioè, se si applica un campo magnetico di valore sufficiente, ad un circuito superconduttore, la superconduttività scompare ed il circuito riprende la sua resistenza elettrica iniziale.
Il fatto che una corrente circolante in un anello superconduttore conservi il suo valore, anche se la temperatura resta per lungo tempo bassa e la sorgente sia stata sostituita da un cortocircuito interessa vivamente gli scienziati. Inoltre i metalli superconduttori diventano diamagnetici, cioè magneticamente opachi. Per esempio, se poniamo una palla di piombo alla temperatura di —266°C al di sopra di un anello conduttore, essa viene respinta, in quanto le linee di forza del campo magnetico non sono in grado di attraversare il piombo. La palla « galleggia » nell'aria, sostenuta dalle linee di forza generate dalla corrente circolante nell'anello.
Nel 1935, gli olandesi Casmirz-Ioken e W. J. De Haas ripresero le scoperte di Kamerlingh Onnes ed ottennero il primo elemento di commutazione superconduttore. Questo consisteva in un sottile filo di niobio avvolto intorno ad un conduttore, molto più grosso di tantalio, come fa vedere la figura 2. L'elemento è immerso in un recipiente, la cui temperatura è vicina a quella dello zero assoluto.
Quando non circola corrente nel filo di niobio, che costituisce il filo di comando, il tantalio diventa superconduttore. Se si invia nel filo di comando un impulso elettrico, viene a determinarsi un campo magnetico ed il tantalio riprende la sua resistenza normale.
Fino al 1954 si pensava che questo elemento di commutazione non avrebbe potuto offrire alcun interesse pratico. È stato Dudley Buck che, per primo, dimostrò che circuiti a criotroni (così egli chiamò i commutatori supercon-

(*) Da *Electronique industrielle*, dicembre 1962, pag. 403.

Fig. 2 - Elemento di commutazione superconduttore semplice.

Fig' 3 - Struttura di un criotrone a pellicola sottile.

Fig. 4 - La corrente circola nei due rami (*a*). Un impulso elettrico nel filo di comando fa passare il ramo corrispondente dallo stato superconduttore allo stato resistente (*b*), nel quale rimane (*c*). Un impulso elettrico nell'altro ramo genera il fenomeno inverso (*d*).

duttori) avrebbero potuto offrire interessanti applicazioni di « memorie ».

Disgraziatamente D. Buck morì prima di poter mettere in pratica le sue idee.

Ma i tecnici del « M.I.T. » rilanciarono gli studi ed i programmi di sviluppo. I criotroni come li aveva immaginati D. Buck presentavano diversi inconvenienti; in particolare essi erano troppo lenti.

La commutazione infatti avveniva in parecchie centinaia di microsecondi.

Inoltre essi erano molto costosi. Questi problemi sono stati aggirati grazie alla fabbricazione di criotroni a sottile pellicola, di cui la fig. 3 illustra il principio.

Parallelamente a queste ricerche, si studiavano i metodi per potere produrre un freddo fortemente spinto. Nel 1949 il prof. Collins inventò il « criostato », primo dispositivo pratico e facilmente realizzabile, capace di liquefare l'elio.

Il « criostato », grazie al suo prezzo relativamente modesto ed il « dewars », camera di conservazione dei gas raffreddati, hanno permesso una rapida estensione delle ricerche criogeniche.

1. - USO DEI CRIOTRONI NELLE CALCOLATRICI BINARIE

Le calcolatrici moderne sono in maggioranza degli apparecchi binari, cioè le informazioni sono ridotte ad una serie di « si » e di « no », o se si preferisce di « on » e di « off ».

Il criotrone soddisfa molto bene queste condizioni, risultando quindi molto conveniente in questo tipo di circuiti.

La fig. 4 illustra il funzionamento di un criotrone. Da una differenza di potenziale venutasi a stabilire ai capi dell'anello, ne deriva una corrente fluente nei due rami, così come è indicato in fig. 4*a*. Se adesso applichiamo un impulso elettrico ad una delle bobine di comando, per esempio a quella di sinistra, il ramo corrispondente dell'anello (cioè, nel nostro caso il ramo sinistro) passa dallo stato superconduttore allo stato resistente per via del campo magnetico generato dalla bobina. La totalità della corrente passa, allora, attraverso il ramo destro dell'anello (fig. 4*b*) e questo fenomeno persiste anche quando attraverso la bobina di comando non fluisce più alcuna corrente (fig. 4*c*). Si ha il fenomeno inverso allorquando si invia un impulso elettrico nella bobina di comando destra (fig. 4*d*). In una calcolatrice la corrente in un ramo può rappresentare la stato « on », nell'altro quello « off ». Il montaggio di criotroni può risultare estremamente complesso. Un loro vantaggio è quello che basta una piccola corrente nelle bobine per pilotare una corrente intensa nell'anello. Di conseguenza risultano inutili gli amplificatori intermedi inevitabili nel caso di altri tipi di circuiti.

L'ingombro ridotto, il consumo d'energia molto basso (la sola perdita di potenza è dovuta alla commutazione) sono elementi tali da far suscitare vivo interesse per i criotroni.

Pur volendo tener conto dell'energia spesa per la conservazione della temperatura, il consumo in totale resta nettamente al di sotto di quello di un circuito classico.

2. - SUPERCALAMITE SUPERCONDUTTRICI

Data la possibilità che ha un circuito superconduttore di sopportare correnti molto intense, sono state eseguite numerose esperienze tendenti a creare delle elettro-calamite, capaci di generare campi magnetici d'intensità mai raggiunta. Si poneva, però, un problema, a prima vista, molto difficile da risolvere. Difatti si era constatato con i criotroni che un campo magnetico applicato ad un circuito superconduttore portava questo allo stato resistente. Ma il campo magnetico generato dalla corrente fluente attraverso il circuito superconduttore può ugualmente, se la corrente ha un'intensità sufficiente, distruggere la superconduttività del circuito.

È stato J. E. Kunzler a dare la soluzione di questo problema apparentemente insolubile.

Si trattava di trovare una lega superconduttrice il cui campo critico — che è, per definizione, quel valore di campo magnetico che ridà al circuito superconduttore la sua resistenza normale — sarebbe dovuto essere di valore sufficientemente elevato per non distruggere la superconduttività del circuito. La lega niobio-stagno (Nb_3Sn) sembrava rispondere a questo imperativo. Essa restava superconduttrice anche quando era immersa in un campo magnetico di 88.000 Gs, e poteva sopportare una corrente di 3000 A per cm^2. Sembrava dunque che la supercalamita superconduttrice potesse essere realizzata. Nasceva a questo punto un'altra non lieve difficoltà. La lega niobio-stagno è infatti estremamente fragile e vetrosa, per cui risulta molto difficile, se non impossibile, avere in definitiva del filo per avvolgimenti. Bisognava procedere altrimenti.

I tecnici dei Laboratori Bell hanno trovato la seguente soluzione: si inietta in un tubo di niobio un miscuglio di polvere di niobio e stagno. Si stira il tubo e si avvolge per farne un solenoide, che poi si porta alla temperatura di 1000 °C. La miscela in polvere ed il tubo si amalgamano per formare così la lega desiderata.

Gli sforzi di questi tecnici sono stati ricompensati al di là delle loro speranze: non soltanto l'elettro-calamita diveniva praticamente realizzabile, ma la lega

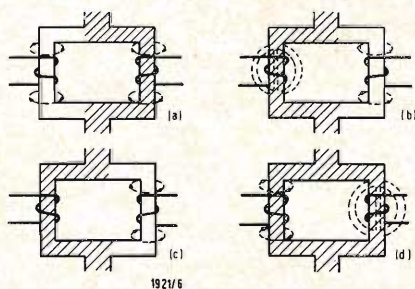
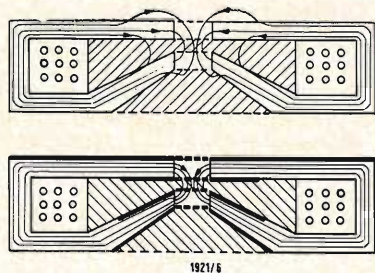



Fig. 5 - In un microscopio elettronico normale, vi è dispersione delle linee di forza. Grazie alle placchette diamagnetiche si ha una concentrazione migliore.

Fig. 6 - Il disco superconduttore è sostenuto dalle linee di forza del campo magnetico.

così ottenuta aveva proprietà magnetiche ancora migliori. La nuova lega poteva sopportare, in un campo di 88.000 Gs, un'intensità di corrente di 150.000 A per cm^2, cioè 50 volte in più di quanto sopportabile sotto forma di lingotto.

Anche se le apparecchiature attuali non sono in grado di generare dei campi magnetici di valore così elevato, i calcoli mostrano che l'elettro-calamita, così ottenuta, resta superconduttrice anche se sottoposta ad un campo di 200.000 Gs.

Con tali elettro-calamite, i maser od i tubi ad onde progressive, per citare solo questi, vedono il loro campo d'utilizzazione esteso fino a limiti insperati.

Notiamo ancora che l'interesse delle calamite superconduttrici è molto grande in ciò che concerne la loro utilizzazione nelle reazioni nucleari, anche se restano da risolvere in questo campo molti problemi pratici.

3. - IMPIEGO DEL DIAMAGNETISMO

L'opacità magnetica di un elemento superconduttore è stata esplorata grazie a dei microscopi elettronici, il cui potere separatore è qualche centinaio o, meglio, migliaio di volte superiore a quello dei normali microscopi elettronici.

In questi ultimi risulta molto difficile concentrare le linee di forza del campo magnetico e nonostante tutte le cure osservate nella loro realizzazione vi è una dispersione inevitabile che riduce considerevolmente il potere separatore.

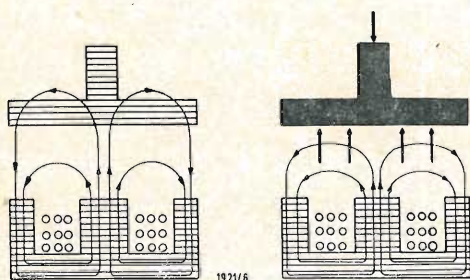
Diventa abbastanza facile (tutto è relativo) concentrare le linee di forza, disponendo delle placchette di metallo superconduttore sulle bobine di focalizzazione. Il percorso seguito dalle linee di forza nell'uno e nell'altro caso è illustrato in fig. 5.

In un campo diverso, è stato applicato il diamagnetismo dei metalli superconduttori. Il vecchio sogno dei meccanici di avere dei motori senza strofinamento è divenuto possibile. La fig. 6 ne illustra il principio.

Da una parte vi è un disco di metallo allo stato normale attraversato dalle linee di forza del campo magnetico (si cerca di ridurre lo strofinio, diminuendo i punti di contatto, mediante lubrificazione). Dall'altra parte un disco diamagnetico viene respinto dalle linee di forza, che a loro volta vengono compresse fino ad avere una densità tale da poter sopportare il suo peso. Alla fine si ha l'equilibrio fra le due forze, restando un piccolo spazio. È stato costruito secondo questo principio un giroscopio che, grazie all'eliminazione degli errori dovuti agli strofinii meccanici, può raggiungere una precisione 10 ed anche 100 volte superiore a quella di un giroscopio classico.

Questi pochi esempi di utilizzazioni pratiche, mostrano che la criogenia e lo studio dei metalli superconduttori sono ricchi di promesse. Ma pur essendo in piena evoluzione, essi sono ancora allo stadio di studi di laboratorio e di approntamento di prototipi di prova.

Restano ancora da risolvere numerosi problemi, specialmente in ciò che concerne la scoperta di leghe ad elevato campo critico e meccanicamente resistenti.

Per conludere riportiamo quanto diceva un tecnico della General Electric: « Lo stato attuale di questi lavori è press'a poco quello delle ricerche elettriche nella seconda metà del XIX secolo ». *A*

Contatto radar con Mercurio

Un radar dotato di antenna parabolica da 26 metri di diametro, già utilizzata per captare gli echi da Venere e, più recentemente, da Marte, ha stabilito un contatto radar con il pianeta Mercurio, a circa 97 milioni di chilometri di distanza.

L'impianto adoperato per l'interessante esperimento fa parte della Stazione Rilevamento Goldstone del Politecnico di California, che è situata a circa 80 chilometri a Nord di Barstow nel Deserto californiano di Mojave, in prossimità del lago asciutto di Goldstone.

Viaggiando alla velocità della luce, i segnali inviati dal radar di Goldstone sul pianeta hanno impiegato appena 11 minuti per coprire l'intero percorso di andata e ritorno.

L'esame preliminare degli « echi » radar indica che la superficie di Mercurio è più accidentata di quella di Venere o di Marte, ma ha una riflettività alle onde elettromagnetiche approssimativamente uguale a quella della Luna.

Questi esperimenti radar rivestono uno straordinario interesse per l'astronomia, perchè consentono di accertare la velocità di rotazione e le caratteristiche dei pianeti solari, nonchè di perfezionare la cosiddetta unità astronomica, ossia il « metro » dell'universo. *(u.s.)*

PERFEZIONAMENTI ALLA FABBRICAZIONE DI CAVI ELETTRICI ISOLATI CON CARTA IMPREGNATA.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 10854 del 3 aprile 1958). (British Insulated Callenders Submarine Cables Ltd) (87-IQ-5318)

RESINE POLIESTERICHE PERFEZIONATE, ADATTE PER L'USO NEGLI SMALTI PER FILI E CONDUTTORI ELETTRICI RIVESTITI CON QUESTA RESINA.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 9724 del 26 marzo 1958). (Imperial Chemical Industries Ltd) (87-IQ-4518)

PERFEZIONAMENTO NEI CAVI PER ENERGIA.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 9112 del 21 marzo 1958). (International Standard Electric Corporation) (87-IQ-1618)

DISPOSITIVO PER LA FABBRICAZIONE DELLE COPPIE COASSIALI DEI CAVI DI TELECOMUNICAZIONE.
(Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 577533 del 3 settembre 1949). (Societè Alsacienne de Constructions Mecaniques) (87-IQ-5118)

RESISTORE E CONDENSATORE ELETTRICO A STRISCIE METALLICHE E ISOLANTI AVVOLTI A RULLO. Per comunicazioni:
(Fabbrica Apparecchiature/Standard Soc. p. Az. Face Standard). (87-IQ-3018)

RESISTORE A NASTRO AVVOLTO.
(Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Standard Soc. p. Az. Face Standard). (87-IQ-1518)

DISPOSITIVO MAGNETICO PER LA MANIPOLAZIONE DI OGGETTI FERROMAGNETICI.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 736334 del 19 maggio 1958). (Besuch Joachim Anton) (87-IQ-2418)

PROCEDIMENTO PERFEZIONATO DI COSTRUZIONE DI UN DISPOSITIVO DI REGOLAZIONE DELLA RILUTTANZA DI UN CIRCUITO MAGNETICO A NUCLEO TUFFANTE. (Compagnie Industrielle des Telephones) (87-IQ-9718)

OSSIDO DI CROMO FERROMAGNETICO. (E. I. Du Pont De Nemours and Company) (87-IQ-4918)

PERFEZIONAMENTI NELLE ELETTRO CALAMITE DI TIPO GIREVOLE PER RIDURRE L'INTRAFERRO, CHE SI VERIFICA QUANDO L'ANCORA SI STACCA DALLE ESPANSIONI POLARI.
(Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 761270 del 22 marzo 1958). (L'Electro Entreprise). (87-IQ-5918)

STRUTTURA ELETTROMAGNETICA PERFEZIONATA E PROCEDIMENTO PER LA SUA PRODUZIONE.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 10376 del 1° aprile 1958). Polymer Corporation) (88-IQ-0518)

PERFEZIONAMENTI NEI CONDENSATORI VARIABILI AVENTI PIASTRE DI ESTREMITÀ MUNITE DI TAGLI MARGINALI.
(Priorità: Paesi Bassi, domanda di brevetto n. 226384 del 29 marzo 1958). (N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (88-IQ-6718)

PROCEDIMENTO PER REGOLARE IL LIMITE DI DISINSERZIONE DEI RELÈ TERMICI.
(Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 762458 del 4 aprile 1958). (La Telemecanique Electrique) (88-IQ-0218)

METODO PER OTTENERE LA SEPARAZIONE DI PARTI IN PARTICOLARE IN VETRO, ORIGINARIAMENTE UNITE PER SALDATURA, IN PARTICOLARE PER LA SCOMPOSIZIONE AL FINE DI RECUPERO E RIUTILIZZO DEI COMPONENTI DI TUBI A RAGGI CATODICI.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 723257del 24 marzo 1958). (Corning Glass Works) (88-IQ-6718)

METODO PER OTTENERE LA SEPARAZIONE DI PARTI IN PARTICOLARE IN VETRO ED ORIGINARIAMENTE UNITE PER SALDATURA E SPECIFICATAMENTE PER LA DIVISIONE DI TUBI A RAGGI CATODICI NEI LORO COMPONENTI, AL FINE DI RECUPERO E RIUTILIZZO.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetti n. 723500 del 24 marzo 1958). (Corning Glass Works) (88-IQ-6818)

TUBO A RAGGI CATODICI E VETRO ADATTO PER LA SUA COSTRUZIONE.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 727197 dell'8 aprile 1958). (Corning Glass Works) (88-IQ-9718)

LAMPADA LUMINESCENTE FUNZIONANTE PER SPRIGIONAMENTO DI ENERGIA PROPRIA. (De Weiss Trostprugg Augusto). (88-IQ-6118)

METODO PER LA FABBRICAZIONE DI SCHERMI LUMINESCENTI.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 724180 del 26 marzo 1958). (General Electric Company) (88-IQ-7418)

TUBO DI ACCUMULAZIONE DI SEGNALI.
(Priorità: Rep. Fed. di Germania, domanda di brevetto n. T 14952 del 3 aprile 1958). (Telefunken G. m. b. H.) (88-IQ-5818)

SCHERMO VISIVO, COMPRENDENTE UN ELEMENTO DIELETTRICO COSTITUITO DA UN MATERIALE FERROELETTRICO E DA UN MATERIALE ELETTROLUMINESCENTE ASSOCIATI INTIMAMENTE TRA LORO, PARTICOLARMENTE PER L.IMPIEGO IN TUBI A RAGGI CATODICI.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 723680 del 25 marzo 1958). (Westinghouse Electric Corporation) (88-IQ-3318)

TRANSISTORE DI POTENZA, COSTRUITO DA SILICIO MONOCRISTALLINO.
(Priorità: Rep. Fed. di Germania, domanda di brevetto n. S. 57551 del 27 marzo 1958) (Siemens Schuckertwerke Antiengesellschaft) (89-IQ-3118)

CORPO SEMICONDUTTORE ELETTRICO AVENTE PARTICOLARI CARATTERISTICHE DI RESISTIVITÀ E SUO PROCEDIMENTO DI FABBRICAZIONE.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 727284 del 9 aprile 1958). (Waring Robert A. E Kenney Jr. James E.) (89-IQ-9918)

PROCEDIMENTO DI PRODUZIONE DI PIASTRE POSITIVE SINTETIZZATE PER ACCUMULATORI ELETTRICI ALCALINI E PRODOTTO OTTENUTO.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 10556 del 2 aprile 1958) (Chloride Electrical Storage Company Ltd.) (89-IQ-2418)

EQUIPAGGIAMENTO ELETTRICO, PARTICOLARMENTE PER IL CARICAMENTO DI UNA BATTERIA D'ACCUMULATORI.
(Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 767518 del 9 giugno 1958).
(Compagnie Generale d'Electricite) (89-IQ-8818)

BATTERIA ELETTRICA CON ELETTRODI RACCHIUSI ENTRO IL SEPARATORE.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 724710 del 28 marzo 1958). (National Lead Company). (89-IQ-3418)

PERFEZIONAMENTI AI DISPOSITIVI DI ALIMENTAZIONE PER SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONE. (British Telecommunications Research Ltd) (92-IQ-0718)

PERFEZIONAMENTI NEI REGOLATORI AUTOMATICI DI AMPLIFICAZIONE PER SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONE AD ONDE VETTRICI.
(British Telecommunications Research Ltd) (92-IQ-0818)

DISPOSITIVO DI REGOLAZIONE DEL RINFORZO O DELL'INDEBOLIMENTO SUBITO DA UN'ONDA ELETTRICA CON L'UTILIZZAZIONE DI UNA MODULAZIONE DI FASE; PARTICOLARMENTE APPLICABILE AI SISTEMI DI COMPRESSIONE ESTENSIONE. (Compagnie Industrielle des Telephones) (93-IQ-2618)

DISPOSIZIONE CIRCUITALE PERFEZIONATA DEL COMPLESSO LIMITATORE DISCRIMINATORE AMPLIFICATORE A BANDA BASE, FACENTE PARTE DI RICEVITORI DI PONTI RADIO A MODULAZIONE DI FREQUENZA.
(Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard Soc. p. Az. Face Standard). (92-IQ-3018)

PERFEZIONAMENTO NEGLI APPARECCHI DI FAC-SIMILE.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 10825 del 3 aprile 1958). (Creed and Company Ltd) (93-IQ-2918)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER IMPIANTI DI COMMUTAZIONE TELEGRAFICA DESTINATA ALLO INOLTRO AUTOMATICO DI SEGNALI TELEGRAFICI CHE SERVONO PER L'IDENTIFICAZIONE DI UTENTI.
(Priorità: Rep. Fed. di Germania, domanda di brevetto n. S 57666 del 1° aprile 1958). (Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (93-IQ-7918)

APPARECCHIO INTERFONICO AD AMPLIFICAZIONE CON FUNZIONAMENTO SIMULTANEO DELLE VIE DI COMUNICAZIONE.
(Arcomano Aurelio) (93-IQ-4318)

METODO E RELATIVO APPARECCHIO PER LA DISTRIBUZIONE DI NASTRI DIELETTRICI DESTINATI AD APPLICAZIONI ELETTRICHE ED ELETTRONICHE.
(Industrie Chimiche Boston Soc. p. Az.) (93-IQ-7318)

PERFEZIONAMENTO NELLE INSTALLAZIONI TELEFONICHE MULTIPLE, MISTE A DERIVAZIONE.
(Priorità: Francia, domanda di brevetto n. 762929 dell'1 aprile 1958).
(Compagnie Industrielle des Telephone). (93-IQ-3218)

PERFEZIONAMENTO AI DISPOSITIVI ELETTROMAGNETICI DI COMMUTAZIONE NEI SISTEMI TELEFONICI AUTOMATICI (1° completivo al brevetto n. 571697).
(Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard). (93-IQ-3818)

PERFEZIONAMENTI APPORTATI AI SISTEMI DI SEGNALAZIONE.
((Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 733719 del 7 maggio 1958). (Leich Electric Company) (93-IQ-7018)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER LA TRASMISSIONE DI SEGNALI ATTRAVERSO LINEE INTERURBANE DOTATE DI ORGANI DI REGISTRAZIONE IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(Priorità: Rep. Fed. di Germania, domanda di brevetto n. S 57556 del 27 marzo 1958). (Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (93-IQ-3518)

PROCEDIMENTO E DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER L'UTILIZZAZIONE MULTIPLA DI DISPOSITIVI DI SELEZIONE NELLA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI.
(Priorità: Rep. Fed. di Germania, domanda di brevetto n. S 57531 del 26 marzo 1958).
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (94-IQ-6118)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Telefunken 16/L 19" e 16/L 23"

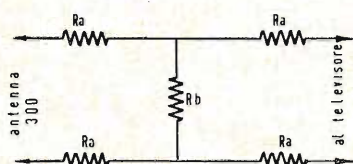



Fig. 1 - Attenuatore da inserire all'ingresso del televisore nel caso di segnali troppo forti.

Attenuazione	R_1	R_2
10 : 1	120 Ω	62 Ω
5 : 1	100 Ω	120 Ω
3 : 1	75 Ω	240 Ω
2 : 1	47 Ω	390 Ω

Fig. 2 - Curva di taratura del gruppo RF; circuito sovraccoppiato.

I TELEVISORI di TV 16 L/19" e 16 L/23" sono costruiti dalla TELEFUNKEN (Piazzale Bacone 3, Milano). Lo schema elettrico è riportato nella rubrica Archivio schemi del presente numero, e sullo schemario TV, XVII serie.

1. - CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI

Cinescopio da 19" o 23", deflessione 110°. Ricezione nei canali italiani VHF e UHF. N. 18 valvole per un totale di 41 funzioni di valvola. 7 raddrizzatori metallici o a cristallo. 1 fotoresistenza. N°2 altoparlanti del tipo ellittico. Regolatore di tono singolo a tasto. Antenna con presa a 300 Ω. Prese per altoparlanti supplementari: impedenza 5 Ω. Presa per magnetofono. Alimentazione tipo universale. Sintonia automatica totale (VHF-UHF). Regolatore automatico della luminosità e del contrasto. Commutazione 1° e 2° programma a tastiera.

1.1. - Valvole usate

V_1 = ECC88; V_2 = ECF82; V_3 = EF-183; V_4 = EF80; V_5 = EF80; V_6 = ECL84; V_7 = ECH81; V_8 = EF80; V_9 = EABC80; V_{10} = EL84; V_{11} = EAA91; V_{12} = ECF82; V_{13} = EL36; V_{14} = EY83; V_{15} = PY86; V_{16} = ECL82; V_{17} = AW47-91 o AW59-90.

1.2. - Diodi

X_1 = BA101; X_2 = OA70 o OA160; X_3 = OA210; X_4 = OA210; X_5 = BA101; X_6 = OA85; X_7 = OA89.

2. NOTE PARTICOLARI

2.1. - Antenna

La presa di antenna è predisposta per l'ingresso di un cavo bilanciato a 300 Ω. Qualora si desideri collegare all'ingresso una linea sbilanciata a 60 o 75 Ω è necessario inserire un adattatore bilanciato/sbilanciato, cioè un balun, di ottima qualità fra la discesa di antenna ed i morsetti del televisore.

2.2. - Sintonizzatore

Il sintonizzatore a radio frequenza VHF è dotato di un commutatore a 12 posizioni, delle quali solo otto sono attive. Le altre quattro fungono da riserva per eventuali futuri canali. Il sintonizzatore a radio frequenza UHF consente la ricezione di tutti i canali che sono previsti in tale banda.

2.3. - Amplificatore a media frequenza

L'amplificatore a media frequenza lavora, come al solito, sul canale protetto di 40 — 47 MHz. Mentre la portante dell'audio ha il valore di 40,25 MHz (5,5 MHz) quella video è di 45, 75MHz.

2.4. - Alimentazione e telaio.

Il televisore è adattato per funzionare su una vasta gamma di tensioni in modo da poter correggere eventuali alterazioni del valore della tensione fornita dalla rete elettrica.
I valori ottenibili con il cambia tensione sono i seguenti: 110, 120, 130, 140, 150, 160, 170, 180, 200, 210, 220, 230, 250, 260, 270, 280 V a 50 Hz, con un consumo di circa 180 W. L'alimentazione anodica è ottenuta tramite un rettificatore al selenio con circuito duplicatore di tensione.
I due condensatori elettrolitici C_{431} e C_{432} da 150 μF hanno delle caratteristiche speciali ed in caso di guasto non possono essere sostituiti con normali condensatori elettrolitici ma dovranno essere richiesti alla casa costruttrice.
L'elettrolitico C_{432} è isolato dal telaio di conseguenza sull'involucro metallico è sempre presente una tensione notevolmente elevata.
Il telaio non deve mai essere collegato alla terra. Nel caso sia indispensabile effettuare tale collegamento, esso dovrà essere attuato tramite un condensatore da 1.000 pF e adatto a sopportare tensioni di almeno 1.500 V.

2.5. - Tastiera

La tastiera comprende sei tasti con i quali è possibile eseguire i seguenti comandi: 1° programma; 2° programma; interruttore; comando luminosità manuale; automatico; tono.

2.6. - Regolatore di sensibilità

Nella parte posteriore del televisore si trova, fra gli altri, il regolatore di sensibilità.
Il televisore è giá tarato in fabbrica in modo da ottenere una ricezione corretta per qualsiasi intensità di segnale,

almeno per quei casi in cui detta intensità debba ritenersi normale. Solo nel caso in cui i segnali siano molto deboli, e di conseguenza diano luogo ad un marcato effetto neve, oppure nel caso di segnali eccezionalmente forti, sarà necessario effettuare il ritocco di tale organo.

In presenza di segnali molto deboli, il regolatore dovrà essere ruotato in senso antiorario fino a quanto basta a ridurre l'effetto neve. Nell'eseguire detta operazione ci si dovrà accertare di non oltrepassare il limite massimo consentito dopo di che si verifica il fenomeno di saturazione. Nel caso il televisore debba ricevere due stazioni, una del I e l'altra del II canale, la cui intensità di ricezione differisca notevolmente, generalmente è possibile trovare una posizione di compromesso, per il regolatore di sensibilità, in modo da ottenere una buona ricezione per entrambe le stazioni.

In casi particolarmente difficili si potrà fare uso di un attenuatore, come quello indicato in figura 1 il quale sarà applicato alla discesa di antenna relativa la stazione che ha il campo più intenso.

Fig. 3. - Curva di taratura del gruppo RF; circuito sottoaccoppiato.

3. - MESSA A PUNTO

3.1. - Centratura

La centratura dell'immagine si ottiene ruotando attorno al giogo di deflessione le due alette del centratore. Tale operazione dovrà essere effettuata dopo che il sincronizzatore orizzontale è stato fatto funzionare al centro del campo di agganciamento. I magneti correttori hanno il compito di permettere la regolazione della linearità dell'immagine nella parte centrale a sinistra e a destra.

3.2. - Taratura del gruppo a radio frequenza

Tale operazione deve essere effettuata impiegando un oscillatore Sweep, un Marker ed un oscillografo, come già spiegato in altre occasioni. L'oscillografo dovrà essere collegato al punto di misura PM1, tramite una resistenza di disaccoppiamento da 10.000 Ω. Al terminale del CAS dovrà applicarsi una tensione negativa di 3 V_{cc}.

Nell'eseguire tali operazioni si dovrà avere l'accorgimento di mantenere la tensione applicata i morsetti di antenna piuttosto bassa, compatibilmente con la massima amplificazione dell'oscillografo.

Regolare L_1 in modo da avere la massima risposta sulla frequenza centrale del canale, ossia sulla frequenza media fra la portante dell'audio e quella del video. Regolare L_3, primario e secondario, in modo da portare le marche P_v e P_s allo stesso livello e nelle posizioni indicate in figura 2.

Regolare l'accoppiamento, cioè la distanza fra il primario ed il secondario di L fino ad ottenere una giusta insellatura, come da figura 2 oppure per un appuntimento non eccessivo (fig. 3).

3.3. - Regolazione dell'oscillatore locale

Dovendo eseguire tale operazione è sufficiente regolare, tramite un cacciavite isolato, il nucleo della bobina oscillatrice del canale inserito. Agendo su tale nucleo si varia, per l'appunto, la frequenza dell'oscillatore in modo da mettere in passo la sintonia del segnale audio e quella del segnale video.

La sintonia esatta deve aversi a metà corsa del regolatore manuale.

3.4. - Taratura media frequenza video

I generatori Sweep e Marker dovranno essere predisposti per il campo di 40-47 MHz. Il cavo di uscita dello Sweep sarà caricato opportunamente ed il segnale verrà applicato al televisore

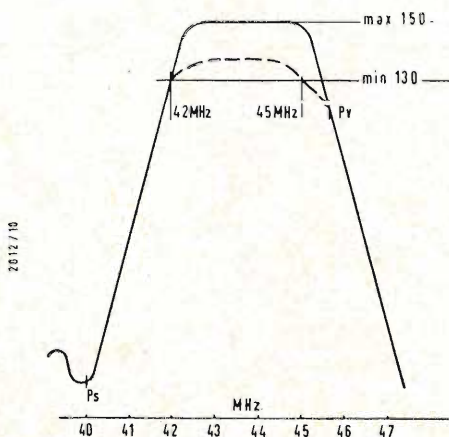



Fig. 4 - Curva di taratura della MF video e limiti di taratura.

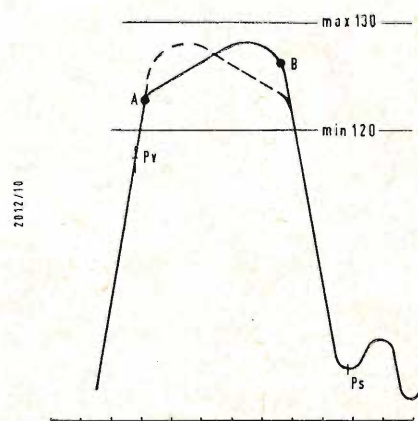
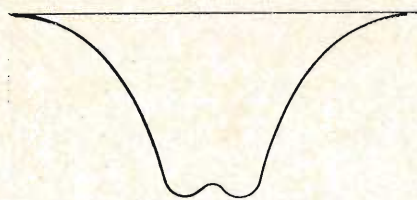



Fig. 5 - Curva di taratura totale e limiti di taratura.

Fgi. 6 - Esame della curva del *CAV*.

Fig. 7 - Curva ad *S* del discriminatore audio.

tramite un condensatore di blocco da 1.000 pF (del tipo ceramico). L'oscillografo si collegherà al punto di giunzione L_{110}-R_{125}. Il livello del segnale fornito dal generatore dovrà essere regolato in modo tale da ottenere sull'oscillografo una curva di ampiezza di 3 V picco a picco. Regolare L_{104} per la giusta posizione del fianco basso della curva (figura 4) ed in particolare per il giusto livello della portante audio, L_{103} per la giusta posizione del fianco alto in particolare della portante video. L_{102} e L_{105} sono regolate al centro banda e la loro regolazione ha il compito di definire la curva nella parte centrale. Le trappole del suono dovranno essere regolate sulla portante audio in modo da ottenere un gradino, il più piano possibile, della larghezza di 500 kHz. Nel caso in cui durante le operazioni di allineamento i circuiti di sincronizzazione disturbassero, essi potranno essere inattivati togliendo lo spinotto del giogo di deflessione. In tal caso fra il + B e la massa dovrà essere collegata una resistenza di carico da 1500 Ω in grado di dissipare circa 40 W.

3.5. - Controllo del responso totale e dell'oscillatore locale

Si dovranno usare gli stessi strumenti già illustrati tenendo presente che il generatore dovrà fornire un segnale piuttosto basso.
Per ciascun canale il nucleo della bobina L_4 dovrà essere regolato in modo che con il comando di sintonia a metà corsa, la marca portante audio si venga a trovare al centro della insellatura creata dalla trappola suono (figura 5) Quindi, considerando 100 il livello della portante video, controllare che la parte centrale della curva *A-B* di risposta sia compresa entro i limiti indicati in figura 5. Tale livello deve essere compreso fra il 5 ed il 13% del livello della portante video.
Se non si verificano tali condizioni ciò significa che la media frequenza non è allineata. Si proverà a far muovere la marca della portante video tra la posizione illustrata in figura ed il punto *A*, muovendo avanti e indietro la sintonia. Se agendo in tale senso la curva cambia forma, specialmente l'inclinazione nel tratto *A-B*, si deve senz'altro concludere che il gruppo è disallineato. Tale controllo consente ad un buon tecnico di stabilire se un televisore può essere sintonizzato correttamente.
Qualora il ritocco dell'oscillatore sia necessario in relazione alla sostituzione della valvola oscillatrice (ECF82) si può eseguire detta regolazione su un solo canale agendo sul trimmer C_{14}. In tal modo anche gli altri canali risultano regolati.

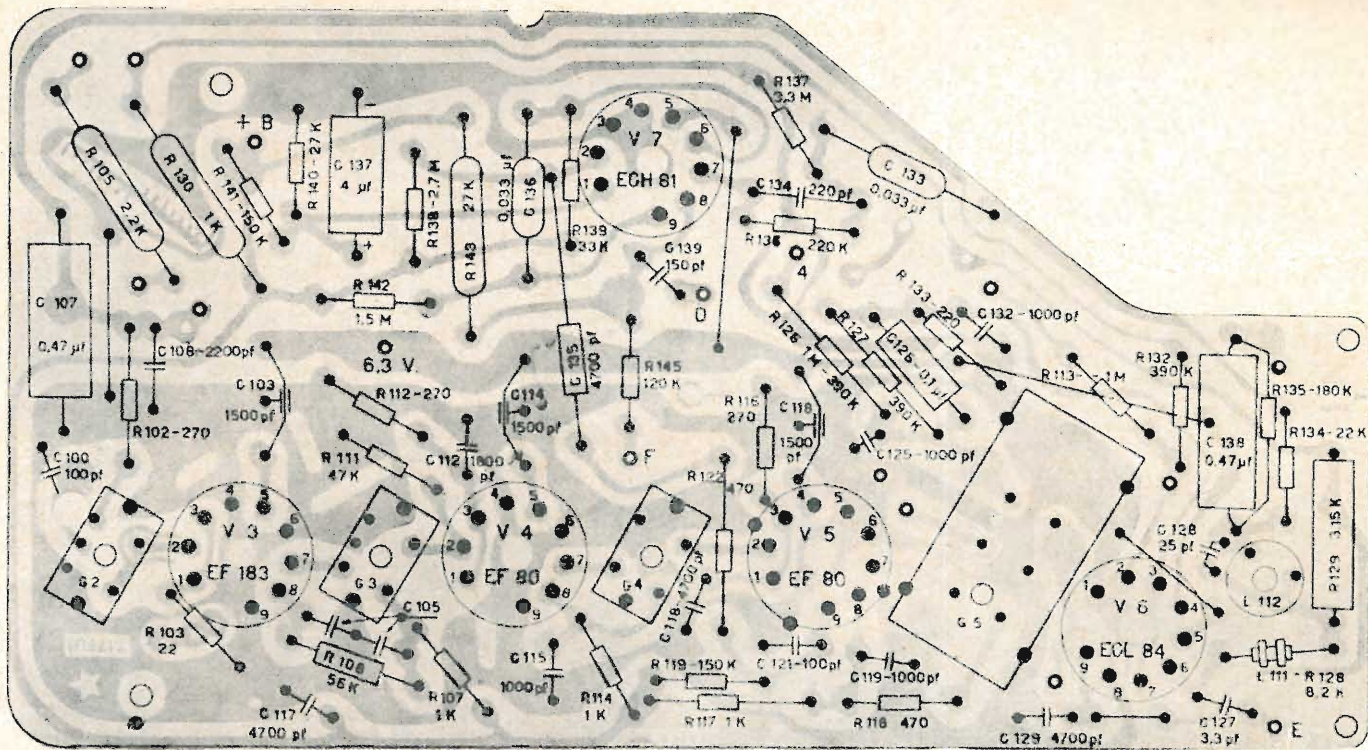
3.6. - Taratura del circuito audio 5,5 MHz

Il controllo strumentale si effettua con i soliti sistemi convenzionali. Si staccherà il condensatore C_{211} collegando l'oscillografo ai capi di R_{207} per l'esame della curva del *CA V* (fig. 6), e ai capi di C_{207} per l'esame della curva a *S* (figura 7). Per quest'ultimo controllo è necessario effettuare ai capi di R_{207} un condensatore da 100 μμF.

3.7. - Taratura approssimata del suono

In taluni casi un buon tecnico può valersi della nota emessa contemporanea-

Valvola		Tensioni fra i piedini degli zoccoli e massa								
Simbolo	Tipo	1 V	2 V	3 V	4 V	5 V	6 V	7 V	8 V	9 V
V_1	ECC88	97	—0,5	1,9	6,3	—	198	95	97	—
V_2	ECF82	100*	—2	85	6,3	—	205	—	—	—
V_3	EF183	0,2	—22*	0,2	6,3	—	—	213	213	—
V_4	EF80	3,3	0*	3,3	6,3	—	—	210	214	—
V_5	EF80	3,5	0*	3,5	6,3	—	—	187	212	—
V_6	ECL84	0*	—32	4,8	—	6,3	158	4,8	4,7*	207
V_7	ECH81	14	—0,22*	—	—	6,3	217	—16,5	67	—3*
V_8	EF80	0,2	—0,36*	0,2	—	6,3	—	207	33	—
V_9	EABC80	—	—1,95	—	6,3	—	—0,68	—	—0,53*	108
V_{10}	EL84	—	0*	6	—	6,3	—	195	—	210
V_{11}	EAA91	—	—63	6,3	—	1,73	—	—63	—	—
V_{12}	ECF82	58	—57*	195	—	6,3	168	—	6,5	4,4
V_{13}	EL36	—	6,3	—	185	—51*	—	—	—	—
V_{14}	EY83	—	—	—	—	6,3	—	—	—	230
V_{15}	PY86	—	—	—	—	—	—	—	—	—
V_{16}	ECL82	—28*	19,5	0*	—	6,3	215	215	—	122
V_{17}	AW47/91			620						
	AW59/90	6,3	130*	530	620	—	130*	175	—	—
V_{18}	ECF82	165	—	90	6,3	—	210	—	7	—

Le tensioni segnate con un asterisco sono misurate con voltmetro a valvola avente una resistenza di ingresso minima di 10 MΩ, le altre sono misurate con voltmetro da 20.000 Ω/V.

mente al monoscopio, per eseguire una taratura del circuito audio. Dopo aver regolato la sintonia per la migliore immagine e con contrasto basso si regoleranno i nuclei della *MF* nel modo seguente: L_{201} per la maggiore ampiezza del suono all'altoparlante o meglio ad un voltmetro *cc* collegato ai capi di C_{211}. L_{202} sarà regolata per il massimo suono all'uscita, L_{203} per il minimo ronzio e per una nota molto pura, L_{112} per la minima interferenza del suono a 5,5 MHz (da non confondere con le barre nel video). Per effettuare tale regolazione occorre tenere il contrasto piuttosto forte ed osservare le zone grigie dell'immagine sulle quali è più facile distinguere l'interferenza). A.

Ricerca dei guasti in un ricevitore di TV

(vedi *l'antenna*, ottobre 1963, n. 10)

1.1. - L'immagine è sensibilmente allungata verso destra. Il cerchio del monoscopio assume la forma ovale orizzontale, suono normale.

Si tratta di un guasto che è da attribuire alla corrente circolante nelle bobine di deflessione orizzontale, la quale, causa una cattiva regolazione, non ha la forma richiesta.
In presenza del monoscopio occorre ritoccare il controllo semi-fisso di linearità, fino a che il cerchio massimo non assuma una forma perfettamente regolare.

1.2. - L'immagine è allungata verso l'alto ed è notevolmente schiacciata nella parte inferiore.

Tale inconveniente è dovuto ad una cattiva regolazione dei comandi relativi il controllo di linearità verticale di modo chè la corrente che passa nelle bobine di deflessione non ha una perfetta forma di dente di sega.
È necessario ritoccare i comandi relativi il controllo di linearità verticale, che generalmente sono posti nella parte posteriore del televisore.

1.3. - L'immagine non è centrata. Essa risulta spostata troppo in basso od in alto od anche a destra e a sinistra.

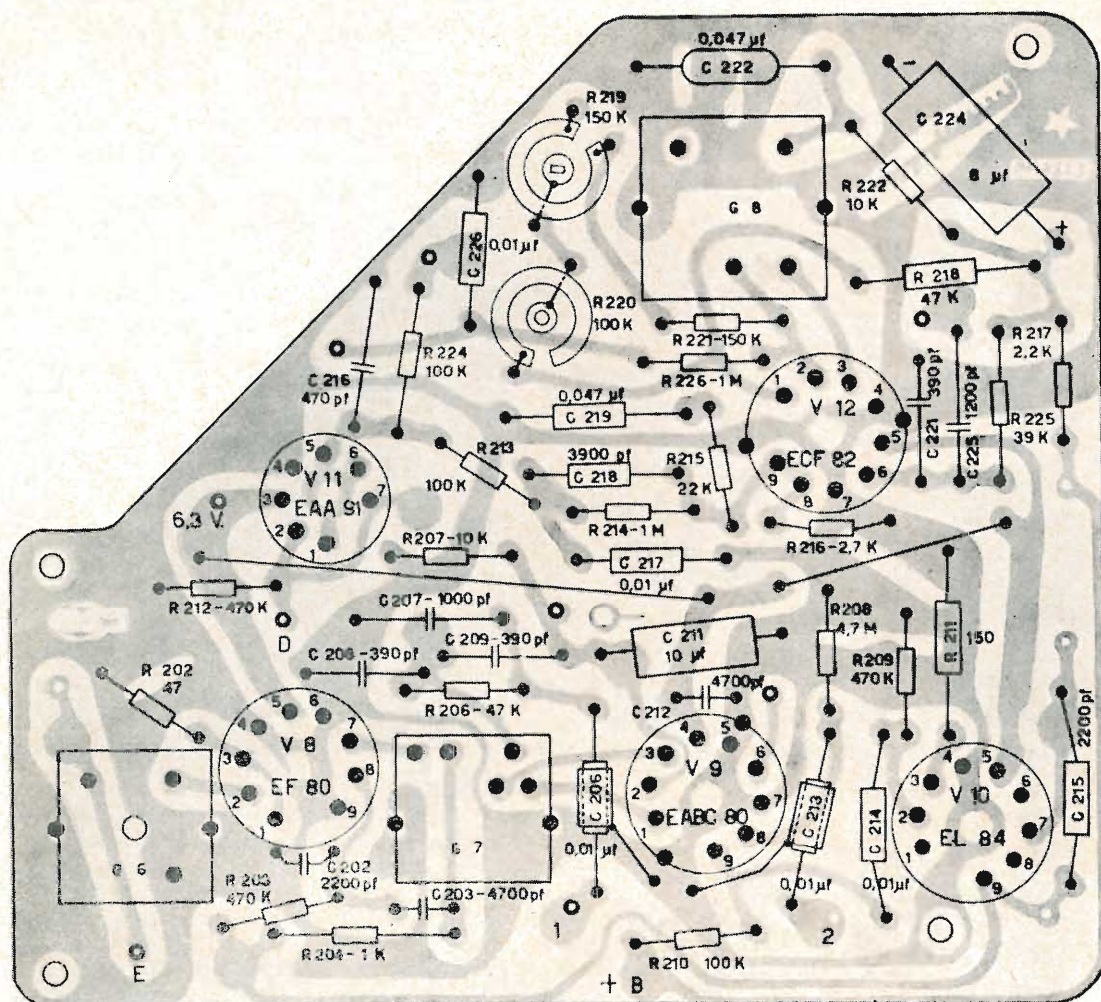
Il pennello elettronico del tubo a raggi catodici risulta troppo deflesso a causa di una centratura eseguita in modo non ortodosso.
Regolare la centratura dell'immagine, agendo sul dispositivo centratore e sul giogo, fino ad ottenere una immagine in posizione perfetta.

1.4. - Limmagine saltella. Detto fenomeno può manifestarsi anche con discontinuità

L'anomalia trova la sua origine nel circuito relativo il segnale di sincronismo verticale.

Rimedio

Controllare le valvole e tutti i componenti il circuito di sincronismo verticale (in modo particolare i condensato-

ri). In caso che detta verifica dia esito negativo, eseguire un accurato controllo delle saldature e dei contatti.

1.5. - L'immagine è completa ma confusa. Suono regolare.

La messa a fuoco è stata eseguita in modo imperfetto.
In relazione al tipo di circuito adottato:
a) regolare la messa a fuoco mediante l'eventuale magnete oppure regolare la corrente di focalizzazione.
b) regolare la trappola jonica.

1.6. - L'immagine è completa, ma sono alquanto confuse le barre verticali del monoscopio. Generalmente esse sono sfumate verso sinistra.

Il difetto quasi sempre è dovuto ad una cattiva sintonizzazione del televisore.

Rimedio

Sintonizzare il ricevitore. Nel caso in cui alla perfetta sintonia dell'immagine non corrisponda una buona sintonia dell'audio, occorre agire sul compensatore dell'oscillatore locale fino ad ottenere le condizioni di funzionamento richieste.

1.7. - L'immagine è più piccola del normale sia nel senso dell'altezza che nel senso della larghezza. Si nota anche la presenza del suono nell'immagine.

La tensione anodica è più bassa del normale. La bobina di livellamento attraversata da corrente ridotta funge da elemento di accoppiamento fra le valvole che fanno capo alla tensione anodica provocando delle variazioni di velocità nella deflessione di quadro.

Rimedio

Controllare lo stato dei condensatori elettrolitici del circuito di alimentazione. Essi possono essere difettori od avere il collegamento verso massa interrotto.

1.8. - Le dimensioni della immagine sono ridotte. L'immagine stessa è sfuocata.

Generalmente l'inconveniente è dovuto alla valvola booster esaurita. In tal

caso le valvole relative il circuito di uscita di riga e di quadro hanno una tensione di alimentazione molto inferiore a quella normale la qualcosa abbrevia il tempo di deflessione. Inoltre dato che la corrente alternata anodica della valvola di uscita di riga è ridotta, anche la *EAT* si abbassa e di conseguenza si ha una notevole perdita di luminosità e di focalizzazione.

Rimedio

Sostituire la valvola booster.

1.9. - L'immagine ha la forma di trapezio orizzontale (alta a destra e bassa a sinistra). Suono normale

L'anomalia risiede nelle bobine relative la deflessione verticale.

Rimedio

Controllare le bobine di deflessione verticale, le quali possono avere subito delle deformazioni. Può sussistere anche un corto circuito fra le spire.

1.10 - L'immagine ha forma trapezoidale verticale. Immagine più stretta in alto e più larga in basso. Suono normale.

L'anomali risiede nelle bobine relative la deflessione orizzontale.

Rimedio

Controllare la presenza di corto circuiti, deformazioni meccaniche nelle bobine deflessione orizzontale.

1.11. - Immagine con effetto neve, sbiadita. Audio anche accompagnato da fruscio.

Segnale debole dovuto alla distanza che intercorre fra ricevitore e trasmettitore. Antenna difettosa con discesa staccata dai relativi morsetti o che ha perduto parte del suo isolamento.

Rimedio

a) Controllare l'efficienza dell'antenna, assicurandosi che essa sia adatta al canale ricevuto, specialmente nel caso che l'inconveniente si manifesti all'atto della installazione del televisore.
b) Qualora la distanza fra il ricevitore ed il trasmettitore sia notevole usare un'antenna ad elevato guadagno installandola nel punto in cui il campo *em* è massimo.
c) Controllare lo stato del conduttore di discesa il cui isolante può essere stato alterato dagli agenti atmosferici. *A*

pubblicazioni ricevute

NIUTTA, A., Tecnica delle Telecomunicazioni a Grande Distanza, Editrice Il Rostro, Milano, 1963. Volume di pag. 332, con 179 figure e 4 tavole f.t. Prezzo L. 4800.

Lo sviluppo formidabile che, in breve volgere di anni, hanno assunto le telecomunicazioni a brevi e grandi distanze, ha creato nel campo della cultura tecnica, sia generale che specifica (se proprio non decisamente specializzata), una specie di carenza di informazioni su quest'argomento tanto vasto ed importante.
La tecnica delle telecomunicazioni a grande distanza ed intercontinentali si è sviluppata lungo tre direttrici principali: via radio, via cavo, via satelliti terrestri.

Il primo sistema, nelle sue suddivisioni di radiotelegrafia e radiotelefonia, pur essendo noto da tempo, ha subito notevoli perfezionamenti ed evoluzioni di estremo interesse.
La tecnica dei cavi sottomarini, anch'essa grandemente sviluppatasi con l'introduzione di nuovi procedimenti elettronici e l'avvento dei semiconduttori, ha dato nuovo impulso e prestigio ai collegamenti via cavo, tutt'ora in auge.
Infine la più recente tecnica delle telecomunicazioni intercontinentali mediante satelliti terrestri, ha aperto nuovi orizzonti ad una prossima prevedibile estesissima rete mondiale d'intesa fra i popoli.
Nella bibliografia italiana mancava un'opera che passasse in competente e documentata rassegna tutte queste nuove tecniche, senza purtuttavia entrare in particolari di specializzazioni, superflui nel caso di un indirizzo generale informativo.
Ed è proprio il caso di confermare che l'opera dell'ing. Niutta colma egregiamente la cosidetta « lacuna » in questo campo editoriale.
In questo libro, veramente utile ed interessante anche per i meno iniziati, dato lo stile piano e piacevole oltre che per l'impeccabile ed attraente veste tipografica, l'Autore ha voluto riversare la sua esperienza di oltre un trentennio di brillante attività professionale esplicata presso le Società Italo Radio e Italcable.

Ovviamente la comprensione delle varie trattazioni del libro presuppone da parte del lettore la conoscenza delle nozioni teoriche fondamentali della tecnica delle telecomunicazioni: non è però mai una lettura astrusa ed impegnativa dedicata a specialisti del ramo.

Da esso si ricava una chiara ed aggiornata visione della tecnica dei mezzi di telecomunicazione a grande distanza, utilissimo, direi quasi indispensabile, complemento di conoscenza ad ogni tecnico elettronico non particolarmente avviato in questo settore.

L'interessante e complessa tecnica delle trasmissioni-ricezioni radiotelegrafiche è generalmente poco nota ed il lettore ne trarrà un notevole apporto alla sua cultura.

Chi poi volesse istruirsi per l'avvio verso una carriera tecnica nel ramo, non potrebbe trovare di meglio che lo studio di questo interessante libro.
Lo stesso si può dire per la sezione cavi sottomarini, la cui tecnica è sovente avvolta da un velo di misconoscenza.
Molto ampia ed aggiornata è infine la trattazione sull'impiego dei satelliti terrestri attivi come stazioni ripetitrici fra punti molto distanti della superficie terrestre.

Questa tecnica è naturalmente ancora ai primi passi, ma è di estremo interesse incominciare ad esaminarne le basi, come preparazione di un inevitabile futuro di grandi ed impensabili sviluppi nella trasmissione di informazioni a grandi distanze.
Il volume è corredato di un ampio e preciso elenco bibliografico che riuscirà prezioso per coloro che vorranno approfondirsi in determinati argomenti. *(A. Banfi)*

dott. ing. Ferruccio Bebber

Misura delle prestazioni nella gamma UHF degli amplificatori a diodo tunnel*

Sono descritti diversi esperimenti eseguiti a 200 MHz, che verificano una teoria già nota, e vengono indicati i risultati ottimi ottenuti a 700 MHz da un amplificatore con un diodo tunnel di tipo sperimentale per microonde. Si conclude con un confronto tra questi risultati e i dati conosciuti degli amplificatori parametrici a diodi nella stessa gamma di frequenze.

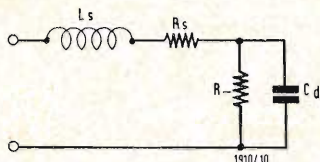



Fig. 1 - Circuito equivalente di un diodo tunnel.

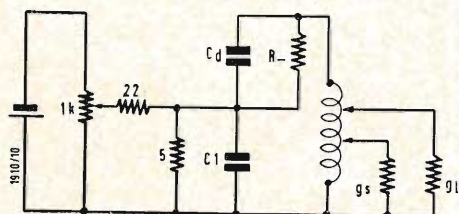



Fig. 2 - Circuito equivalente a costanti concentrate di un amplificatore a diodo tunnel.

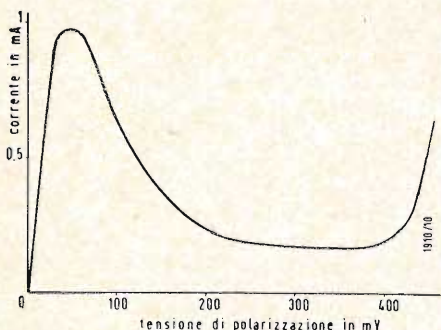



Fig. 3 - Caratteristica c.c. di un tipico diodo tunnel.

I PRINCIPI che determinano il comportamento teorico di un amplificatore *rf* a basso rumore con diodo tunnel sono già stati ampiamente illustrati (Rif. 1). Per la verifica sperimentale di questa teoria è stato appositamente progettato un amplificatore per 200 MHz; il diodo scelto per l'esperimento era di un tipo disponibile in commercio. Un secondo amplificatore per 700 MHz, basato sui principi teorici verificati sperimentalmente con l'amplificatore a 200 MHz, è stato progettato avendo di mira il raggiungimento di prestazioni ottime. Il diodo impiegato era di tipo sperimentale per microonde, montato in maniera speciale in una capsula priva di conduttori.

1. - PROGETTO DI UN AMPLIFICATORE SPERIMENTALE PER 200 MHz

1.1. - Sintonizzazione rf

La capacità intrinseca del diodo *C* (Fig. 1) deve essere sintonizzata alla frequenza di amplificazione desiderata mediante una opportuna induttanza. Questa dovrebbe avere, come è noto (Rif. 1), una impedenza caratteristica di valore elevato per non produrre una riduzione della larghezza di banda. Ciònonostante, come elemento di sintonizzazione dell'amplificatore venne scelta, per ragioni meccaniche, una linea a piattina, la cui natura a costanti distribuite comporta un valore dell'impedenza caratteristica non molto elevato e una conseguente riduzione della larghezza di banda di circa 0,15. Pertanto la prestazione che si ottiene non rappresenta l'ottimo, bensì segue la legge di variazione del guadagno con la larghezza di banda, cioè: $(G^{1/2} - 1)\,B =$ cost. Il diodo era posto in una montatura a bassa induttanza, specificatamente costruita in modo da avere un'induttanza dei conduttori bassissima. Ciò è necessario, al fine di poter caricare il diodo in modo sufficiente da prevenire eventuali oscillazioni.

L'accoppiamento in ingresso e in uscita dell'amplificatore era attuato da contatti striscianti sulla piattina. L'induttanza parassita in serie con il carico e le conduttanze di sorgente, dovuta a questi contatti striscianti, è stata tenuta il più possibile al minimo per la ragione suesposta. A questo scopo le linee di ingresso e di uscita erano collegate a un'impedenza di 50 Ω in un punto il più vicino possibile alla piattina.

In questo progetto si è supposto che il funzionamento *rf* non venga influenzato dal circuito di polarizzazione.

1.2. - Polarizzazione in cc

La fig. 2 mostra un circuito equivalente dell'amplificatore a costanti concentrate. C_1 è un condensatore di grande capacità (= 5000 pF), senza conduttori, che ha lo scopo di disaccoppiare il circuito in cc. Questo condensatore introduce una reattanza trascurabile alla frequenza amplificata, cosicchè non ha alcun effetto sul circuito *rf*. L'alto valore della capacità garantisce che la resistenza negativa è effettivamente disaccoppiata dal circuito di polarizzazione alle basse frequenze associate all'induttanza di quest'ultimo. Al fine di assicurare la stabilità della polarizzazione, il valore della resistenza di uscita in cc. del circuito di polarizzazione deve essere, naturalmente, inferiore a quello della resistenza negativa minima.

2. - SATURAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI A DIODO TUNNEL

La curva tracciata in fig. 4 mostra la variazione della conduttanza negativa

(*) Rielaborato da Scanlan, J. O., Tunnel diode amplifiers, *Electronic Technology*, Agosto 1962, pag. 321.

Fig. 4 - Conduttanza negativa di un diodo tunnel in funzione della tensione di polarizzazione.

g- in funzione della tensione di polarizzazione. La curva rappresenta la pendenza della caratteristica I-V del diodo indicata in fig. 3. Poichè questa conduttanza negativa varia con la polarizzazione, il guadagno di un amplificatore, utilizzante un tale diodo, varierà con il livello del segnale. Ciò avviene, perchè il valore medio della conduttanza negativa per un ciclo completo della tensione di segnale dipende dall'ampiezza di quella tensione. All'aumentare del livello del segnale diminuisce la conduttanza negativa media e pertanto diminuisce anche il guadagno.

Per misurare la caratteristica di saturazione, venne impiegato il dispositivo illustrato in fig. 6, nel quale la difficoltà di rivelare un segnale basso in cc. fu suparata con l'uso di un generatore di segnali modulati. La fig. 5 mostra la curva di guadagno misurata, in funzione del livello di segnale sul diodo per un un esperimento in cui il guadagno veniva variato spostando sulla piattina la presa di uguali conduttanze di sorgente e di carico. La tensione di polarizzazione sul diodo tunnel era tenuta costante allo scopo di assicurare un valore costante di g-. Si ebbero delle difficoltà, dovute al basso livello richiesto per il segnale; la disposizione di misura adottata è quella rappresentata in fig. 6. La figura 7 mostra i risultati di questo esperimento, da cui si può vedere che la legge è stata riscontrata come valida. Dalla fig. 7 si può inoltre vedere che $(G^{1/2} - 1)\, B = 110$ MHz. Il valore teorico ottenuto dall'espressione $g\text{-}/(2\pi C_d)$ è di circa 120 MHz, se si tien conto di un fattore di riduzione della larghezza di banda pari a 0,85.

4. - FATTORE DI RUMORE

È stato dimostrato (Rif. 1) che il fattore di rumore totale minimo di un ri-

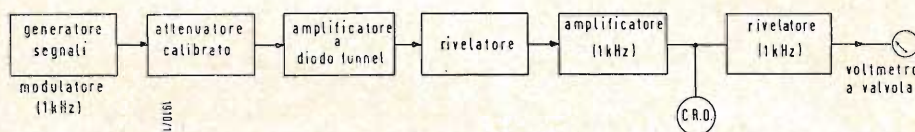



Fig. 6 - Dispositivo di misura delle caratteristiche dell'amplificatore.

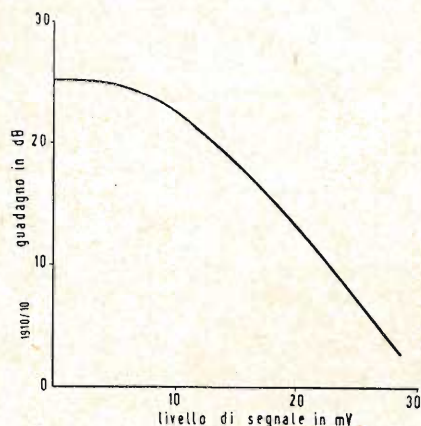



Fig. 5 - Guadagno di un diodo tunnel in funzione del livello del segnale d'ingresso.

caso tipico; si deve notare che la tensione sul diodo è infatti riferita alla tensione di uscita dell'amplificatore. Questo effetto della diminuzione di guadagno al crescere del segnale può essere utilmente impiegato, perchè può fornire una misura del controllo automatico del guadagno per il sistema.

Una conseguenza ulteriore di questo effetto è che per livelli ampi del segnale non si può applicare la teoria del circuito lineare, esposta nell'articolo citato. Per la verifica sperimentale di questa teoria lineare è stato necessario impiegare livelli di segnale inferiori a 4 mV (vedi fig. 5). Al disotto di questo valore il guadagno è risultato sensibilmente indipendente dal livello del segnale, indicando così chiaramente che la conduttanza negativa poteva essere considerata costante per l'intero ciclo in ca.

3. - GUADAGNO E LARGHEZZA DI BANDA

A frequenze molto inferiori a quella di taglio, la cifra di merito per amplificatori a diodo tunnel è data (Rif. 1) dall'espressione

$$(G^{1/2} - 1)\, B = \frac{g\text{-}}{2\, \pi\, C_d}$$

che si applica al caso di guadagno massimo per una data larghezza di banda. Si ottiene questa condizione, rendendo uguali le conduttanze della sorgente e del carico.

Al fine di verificare la validità dell'espressione surriferita, è stato eseguito cevitore, preceduto da un amplificatore a diodo tunnel, tende a un valore minimo dato da

$$F_{min} = 1 + g_e/g\text{-}$$

dove

$$g_e = 20\, I_0$$

essendo I_0 la corrente continua di polarizzazione del diodo tunnel. In questa condizione di minimo fattore di rumore, la larghezza di banda tende a zero.

La curva teorica di F_{min} in funzione della tensione di polarizzazione (Fig. 8) può essere ricavata dalle curve di g- in funzione della tensione di polarizzazione (Fig. 4) e dalla caratteristica in cc. del diodo (Fig. 3).

In fig. 8 è tracciata anche la curva sperimentale di F_{min}. Si può vedere che entrambe le curve hanno lo stesso andamento, ma per nessun valore di polarizzazione è stato raggiunto il minimo fattore di rumore teorico. La ragione è questa: poichè in ogni condizione si ebbe difficoltà a mantenere il guadagno dello stadio a diodo tunnel a un valore abbastanza alto, il secondo stadio dava un contributo al fattore di rumore totale, che non è compreso nel valore teorico. L'accoppiamento in uscita era regolato con continuità in modo da presentare al secondo stadio una impedenza di sorgente tale da rendere minimo il suo fattore di rumore.

La disposizione di misura impiegata in questo esperimento è illustrata in fig. 9. Il generatore di segnale agisce da impedenza di sorgente del generatore

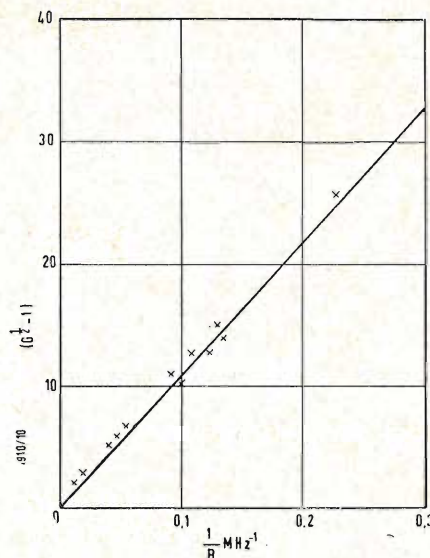



Fig. 7 - $(G^{1}/_{2} - 1)$ in funzione di 1/B.

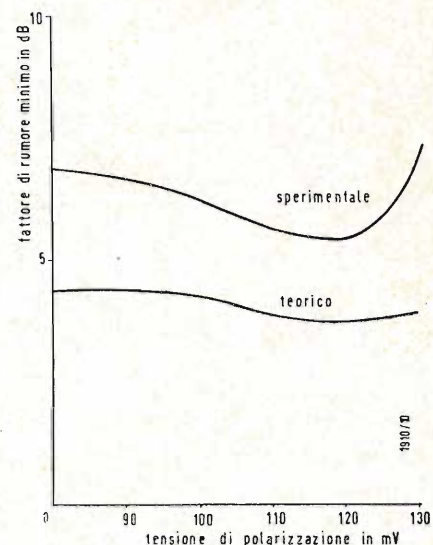



Fig. 8 - Fattore di rumore minimo calcolato e misurato.

di rumore. Con questa disposizione il generatore di segnali è dapprima impiegato per mettere a regime l'amplificatore; il fattore di rumore viene poi misurato con il generatore di segnali escluso. Questa disposizione garantisce che non esiste alcun cambiamento nelle condizioni circuitali di funzionamento normale e di misura del fattore di rumore.

Non è stato possibile determinare la variazione del fattore di rumore in funzione della larghezza di banda usando questo dispositivo, dal momento che il ricevitore seguente aveva una ampiezza di banda ristretta (2 MHz).

5. - AMPLIFICATORE A DIODO TUNNEL PER 700 MHz

È stato costruito un amplificatore per 700 MHz, simile nella forma all'amplificatore per 200 MHz precedentemente descritto. Il diodo usato era di tipo sperimentale per microonde, montato in maniera speciale in una capsula priva di conduttori. Questo diodo aveva una capacità di 3 pF e una resistenza negativa minima di 74 Ω. La frequenza operativa di 700 MHz era molto al di sotto della frequenza di taglio. L'impedenza dell'elemento sintonizzante a piattina è stata scelta in modo da avere un trascurabile fattore di riduzione della larghezza di banda; furono tenute presenti altre varie condizioni applicate nel progetto dell'amplificatore a 200 MHz. Il ricevitore inserito a valle aveva un fattore di rumore di 16 dB e una larghezza di banda di 6 MHz. Usando un dispositivo di misura simile a quello descritto (Figura 9) per la misura del fattore di rumore dell'amplificatore precedente, si ottennero i seguenti ottimi risultati.

Fattore di rumore totale minimo: 4 dB per una larghezza di banda zero; 5 dB per una larghezza di banda di 6 MHz.

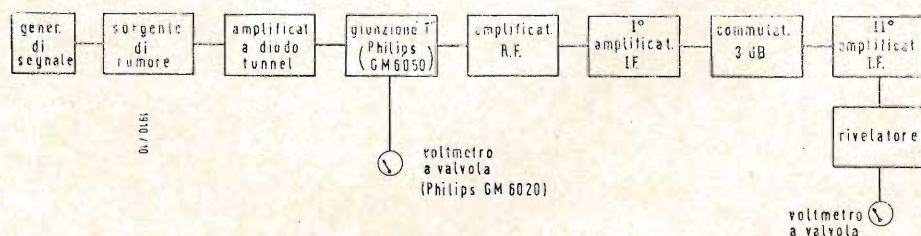



Fig. 9 - Banco di misura del fattore di rumore,

Guadagno: 36,5 dB per una larghezza di banda di 8 MHz, cioè
$(G^{1/2} - 1)\ B = 530$ MHz.
Le corrispondenti cifre teoriche per questo diodo sono:
Fattore di rumore totale minimo: 3,1 dB per una larghezza di banda zero; 3,6 dB per una larghezza di banda di 6 MHz (l'ultima cifra è calcolata in base all'equazione di pag. 275 del Rif. 1).
$(G^{1/2} - 1)\ B = 700$ MHz.
Questa cifra viene ridotta, in pratica, dalla presenza di una capacità di dispersione attraverso il diodo, che ha un effetto considerevole dovuto alla piccola capacità del diodo.

6. - VALUTAZIONE DELLE PRESTAZIONI DEL DIODO TUNNEL NELLA GAMMA UHF

In base alla teoria già citata e ai risultati ottenuti con l'amplificatore per 700 MHz quì descritto, appare chiaro che il diodo tunnel è un dispositivo a basso rumore utilizzabile nella gamma UHF, benchè il suo impiego entro questa gamma è ristretto ai casi, in cui non sia richiesta una prestazione con un rumore ultradebole. Per ampiezze di banda molto strette la teoria prevede un fattore di rumore minimo di circa 2 dB nei diodi prodotti con i materiali attualmente disponibili. Il confronto con le cifre che si possono ottenere impiegando amplificatori parametrici a diodi nella stessa gamma di frequenza, è piuttosto sfavorevole (Rif. 2). Tuttavia il diodo tunnel ha il vantaggio di richiedere un circuito più semplice con un solo complesso di sintonizzazione, mentre ne sono richiesti tre negli amplificatori parametrici. Inoltre al crescere della larghezza di banda del sistema, la prestazione del diodo tunnel diviene comparabile con quella ottenuta con l'uso di amplificatori parametrici a diodo unico. Per ampiezze di banda molto larghe sono state escogitate diverse tecniche utilizzanti diodi tunnel (Rif. 3 e 4); in tali applicazioni il comportamento del diodo tunnel è comparabile per lo meno con quello di un amplificatore parametrico.
È raccomandabile l'impiego del diodo tunnel in associazione con un circolatore. Così facendo, per qualunque valore del guadagno aumenta la larghezza di banda e si evita l'instabilità dovuta a incertezza delle impedenze di sorgente e di carico. Oltre a ciò l'amplificatore a diodo tunnel può essere tranquillamente utilizzato per guadagni più elevati di quanto non sia possibile senza un circolatore, e presenta nello stesso tempo l'impedenza di sorgente migliore per assicurare un fattore di rumore minimo nel secondo stadio. Pertanto l'uso di un circolatore rende più facile il conseguimento di un minimo fattore di rumore del sistema completo.

7. - CONCLUSIONI

Gli esperimenti descritti hanno verificato la teoria lineare già nota.
I risultati migliori per il fattore di rumore minimo del ricevitore completo e per il guadagno, ottenuti a 700 MHz con l'impiego di un diodo sperimentale, sono i seguenti: 4 dB per una larghezza di banda zero, 5 dB per una larghezza di banda di 6 MHz e $(G^{1/2} - 1)\ B =$ $= 526$ MHz. Non venne impiegato alcun circolatore.
Il diodo tunnel è un dispositivo comparabile con l'amplificatore parametrico per il basso rumore nelle ampiezze di banda medie e larghe, ma la sua prestazione è inferiore per ampiezze di banda ristrette. Per ottenere le migliori prestazioni è raccomandabile l'impiego del diodo tunnel in associazione con un circolatore.

8. - BIBLIOGRAFIA

[1] J. O. Scanlan, *Properties of the Tunnel Diode*, « Electronic Technology », July 1962, Vol. 39.
[2] H. Haffner and G. Wade, *Gain Bandwidth and Noise Characteristics of the Variable Parameter Amplifier*, J. appl. Phys., Sept. 1958, Vol. 29, pp. 1321-1331.
[3] E. W. Sand, *Tunnel (Esaki) Diode Amplifiers of Unusually Large Bandwidths*, « Proc. Inst. Radio Engrs », March 1960, Vol. 48, pp. 357-358.
[4] J. J. Sie, *Absolutely Stable Hybrid Coupled Tunnel-Diode Amplifier*, Proc. Inst. Radio Engrs, July 1960, Vol. 48, p. 321. *A*

Costruzione meccanica dell'amplificatore per 200 MHz
6"
1910/10
contatto strisciante regolabile
ingresso 75 Ω
diodo
distanziatori in perspex
striscia di ottone
cortocircuito regolabile
20"
distanziatore di politene da 0,002" formante un condensatore di disaccoppiamento
N.B. Diodo in un montaggio a bassa induttanza
Conduttori catodici doppi lunghi 1/16"

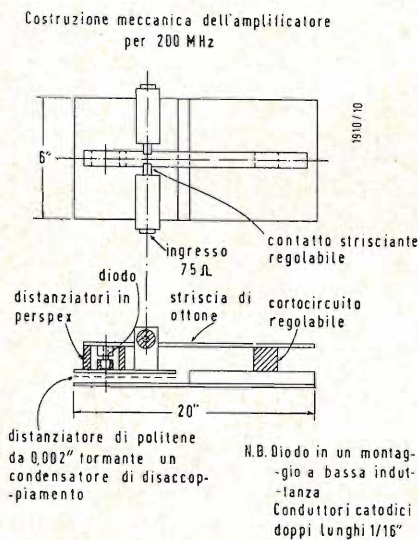
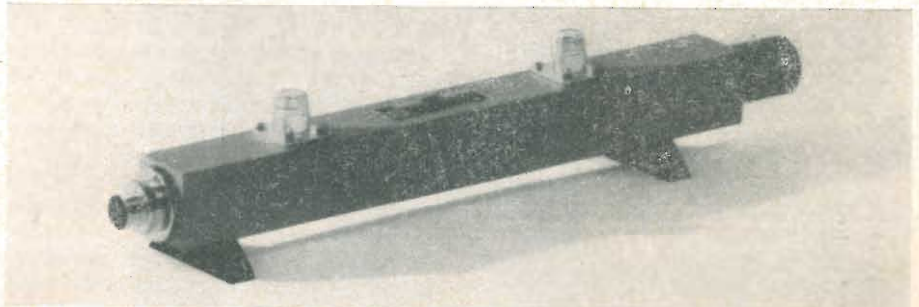
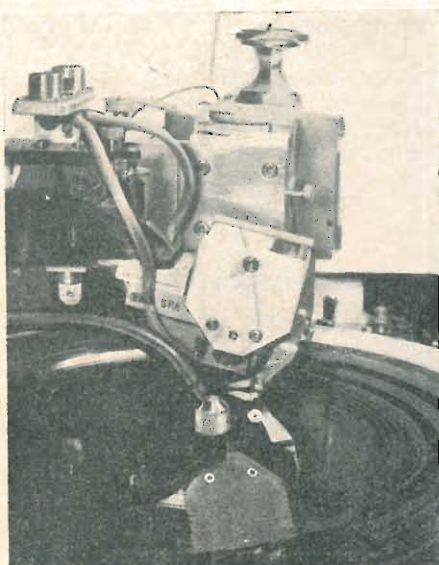



Fig. 10 - Disposizione schematica dei componenti in un amplificatore a diodo tunnel per i 200 MHz.

Un nuovo tipo di generatore di rumore coassiale è stato annunciato dalla General Microwave Co. Si tratta del modello N501A che copre la gamma di frequenze tra 200 e 2600 MHz ed usa un tubo a scarica in argo.

F. B.

Perfezionamenti nell'incisione verticale delle registrazioni stereofoniche su dischi*

Una recente scoperta ha dimostrato che l'inclinazione della modulazione in una registrazione stereofonica differisce dalla geometria della testa di incisione in causa del ritorno elastico nel materiale della matrice; si può ridurre notevolmente la conseguente distorsione montando l'apparecchio incisore in una posizione corretta per compenso.

Le registrazioni stereofoniche e i relativi apparecchi di riproduzione hanno fatto la loro comparsa su larga scala alcuni anni fa; nell'attuale stadio di sviluppo, sia le registrazioni che gli apparecchi hanno raggiunto un alto grado di perfezione e godono di ampi favori. Si è udita però talora una critica: con certe combinazioni fonorivelatore-disco stereofonico un ascoltatore attento riesce a percepire un particolare tipo di distorsione non discernibile con registrazioni monofoniche in condizioni similari. Questa distorsione è stata attribuita a uno sfasamento rilevante tra l'angolo di adattamento verticale della testina fonorivelatrice e l'angolo di inclinazione dell'onda registrata. Nei laboratori CBS (Columbia Records) si è scoperto che l'azione di una testa di incisione stereofonica sulla matrice provoca una modulazione verticale con una inclinazione differente da quella suggerita dalla geometria della testa. Sono stati sviluppati un nuovo metodo e un'apparecchiatura per determinare e controllare l'inclinazione della modulazione registrata e per misurare l'angolo di adattamento verticale delle testine fonorivelatrici.

1. - ANGOLI VERTICALI DI INCISIONE E DI ADATTAMENTO

Il contenuto principale di informazione di una registrazione stereofonica risiede nel segnale somma della modulazione a 45/45 gradi, che appare come un'incisione laterale per cui non hanno importanza gli angoli di adattamento verticali. Tuttavia proprio l'informazione stereo consiste nel segnale differenza contenuto nell'ondulazione verticale. Perciò un appropriato adattamento nella modulazione verticale assume importanza maggiore per i dischi aventi considerevole separazione di canale, specialmente verso la fine del disco dove le lunghezze d'onda sono corte.

Poiché le sospensioni dell'apparato incisore e del fonorivelatore ruotano attorno a un punto al di sopra della superficie di registrazione, i movimenti delle punte dei relativi stili non sono verticali bensì contenuti in un piano inclinato. L'angolo di inclinazione del rivelatore è detto angolo di adattamento verticale *A*, e l'angolo di inclinazione dell'attrezzo incisore angolo verticale di registrazione *B*. Supponendo applicato all'attrezzo incisore un segnale verticale sinusoidale, il solco di modulazione che si ottiene è contenuto in un sistema di coordinate con un asse orizzontale ed uno inclinato rispetto alla verticale. L'angolo di inclinazione dell'ordinata di modulazione è detto pendenza della modulazione verticale *C*, e la differenza tra questa e l'angolo di adattamento verticale *D*. Se *D* è nullo, allora il rivelatore riprodurrà un segnale indistorto. Agli inizi della registrazione stereofonica si supponeva che la pendenza della modulazione verticale fosse uguale all'angolo di registrazione verticale, ma si è dimostrato in seguito che ciò è ben lontano dalla realtà. Attualmente la pendenza di modulazione èsostanzialmente inferiore all'angolo di registrazione.

Si considerino ora le relazioni tra le caratteristiche delle registrazioni e dei fonorivelatori. La grande disparità dell'angolo di adattamento verticale dei rivelatori commerciali è ben nota; sono stati misurati valori compresi tra 10 gradi fino a più di 40 gradi. La testa di incisione Westrex, ampiamente usata negli Stati Uniti, presenta un angolo di registrazione verticale di 23 gradi;

(*) di B. B. Bauer, tradotto da *Audio*, febbraio 1963, pag. 19.

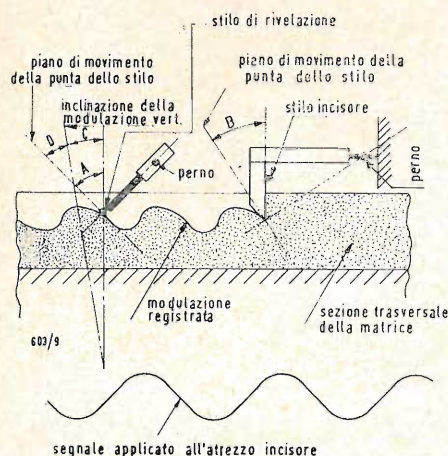



Fig. 1 - Rappresentazione schematica dell'angolo di adattamento verticale *A*, dell'angolo di registrazione verticale *B* e dell'inclinazione della modulazionev erticale *C*. In causa del ritorno elastico della matrice, *C* è minore di *B*.

Fig. 2 - (*A*) Onda quadra applicata all'amplificatore della testa di incisione. (*B*) Movimento dello stilo di registrazione. (*C*) Solco a sarcofago prodotto dall'incisione inclinata. (*D*) Solco a rombo con una inclinazione di 0 gradi.

taluni attrezzi incisori di fabbricazione europea sono studiati in modo da fornire un taglio di 0 gradi. Solo recentemente l'istituzione RIAA ha raccomandato l'uso di una modulazione verticale inclinata di 15 gradi. Questo angolo è stato in discussione per alcuni anni, e si può immaginare come i progettisti di rivelatori avranno tentato di adeguarsi il più possibile alle diverse caratteristiche dei due tipi noti di teste di incisione in uso prima della raccomandazione del RIAA. L'angolo di 15 gradi presenta un compromesso con i prodotti europei, che lavorano con un angolo di taglio ridotto. A vantaggio dei costruttori di rivelatori, i cui angoli di adattamento uguagliano o eccedono correntemente i 23 gradi, si può dire che la raccomandazione del RIAA è da interpretare nel senso che la pendenza di modulazione prodotta dall'attrezzo incisore Westrex deve essere elevata fino a 15 gradi piuttosto che abbassata verso questo limite. Con tale interpretazione la qualità di riproduzione di tutti i rivelatori esistenti è destinata a migliorare.

2. - PENDENZA DI MODULAZIONE VERTICALE

Nei laboratori CBS è stato scoperto che la pendenza di modulazione prodotta dall'attrezzo incisore convenzionale Westrex è vicina a 2,5 gradi anziché a 23 gradi. Questa scoperta è avvenuta casualmente. Si cercava di misurare la distorsione verticale di un fonorivelatore, e per questo scopo era necessaria una registrazione di controllo per valutare l'intermodulazione. Allo stesso tempo essendo necessarie misure della risposta ai fenomeni transitori, si decise di disporre, sulla stessa registrazione, una modulazione a onda quadra con incisioni laterali, sinistra e destra, e verticale. Questa registrazione costituisce il disco stereofonico di controllo STR-110, il quale rappresenta il tipo di modulazione che si ottiene con il sistema di incisione Westrex. Osservando all'oscilloscopio l'immagine dell'onda quadra verticale riprodotta, si è notato in seguito che le lunghezze delle due semionde erano leggermente disuguali. Si è proceduto allora a esaminare il solco al microscopio.
Come indicato in figura 2, un'onda quadra (*A*) diviene, su una base di velocità, un'onda triangolare (*B*); quando una tale onda è registrata nel senso verticale, con un attrezzo avente angolo di registrazione diverso da 0 gradi, le creste dell'onda risultano spostate, lungo la linea di registrazione, da *a* in *b*, cosicché il solco presenta una forma a sarcofago (*C*). Naturalmente quando una tale modulazione è riprodotta da un rivelatore con un angolo di adattamento verticale esatto, la simmetria è ripristinata e viene riprodotta un'onda quadra perfetta. L'esame microscopico della modulazione del disco STR-110 rivelò tuttavia non una forma a sarcofago bensì una forma a rombo (*D*); ciò significa che l'angolo di registrazione di 23 gradi produce una pendenza di modulazione all'incirca di 0 gradi, per cui l'onda riprodotta con un rivelatore, avente un angolo di adattamento diverso da 0 gradi, è necessariamente distorta.

3. - CORREZIONE DELLA PENDENZA DI MODULAZIONE

Da questi risultati si dedusse che nel processo di registrazione verticale si generava un effetto inaspettato. Era da pensare che questo potesse essere causato soltanto dall'elasticità longitudinale della matrice o da quella trasversale dello stilo di incisione in corrispondenza con le tensioni alternative che avvengono nella registrazione verticale, ma è fondatalmente da ritenere che sia la prima causa a giocare un ruolo preponderante.
L'azione può essere spiegata come segue, ad esempio per uno stilo di incisione, con un angolo di registrazione *B*, che taglia come in figura 3(*A*) un solco triangolare, in base alla velocità, simile a quello di figura 2. Inizialmente la matrice è in una condizione di non sollecitazione; quando il disco avanza verso sinistra, successivi tratti orizzontali passano sotto all'attrezzo incisore, la cui punta si muove lungo le linee inclinate e asporta così la parte contenuta nel triangolo *a-b-c*. Mentre ha luogo l'azione di taglio, le diverse sezioni del materiale vengono sollecitate a trazione in avanti secondo le linee inclinate tratteggiate, l'inclinazione essendo proporzionale alla profondità del taglio e massima in corrispondenza a *b*. Dopo l'incisione il materiale presenta un ritorno elastico come indicato in figura 3 (*B*). Si può riconoscere che il triangolo *a'-b'-c'* ha una inclinazione di modulazione verticale effettiva *C*, inferiore all'angolo di registrazione *B* della quantità dell'angolo di ritorno *S* che è circa di 20 gradi. Ciò spiega perché un incisore Westrex con un angolo di registrazione di 23 gradi produca una inclinazione di modulazione pari soltanto a circa un decimo di quel valore. È stato determinato sperimentalmente che l'incisore deve essere inclinato di un angolo aggiuntivo di 14 gradi, affinché risulti una modulazione di 15 gradi. La regolazione dell'angolo di taglio può essere fatta in maniera conveniente, interponendo nel montaggio dell'attrezzo incisore un cuneo di 14 gradi e usando uno stilo speciale con un orientamento della punta di 14 gradi come indicato schematicamente in figura 4. Con questa disposizione è stata effettuata una nuova registrazione di controllo, detta STR-III; l'inclinazione della modulazione risultante è appunto di circa 15 gradi, come prescritto dallo standard RIAA. La modulazione a onda quadra presenta ora la

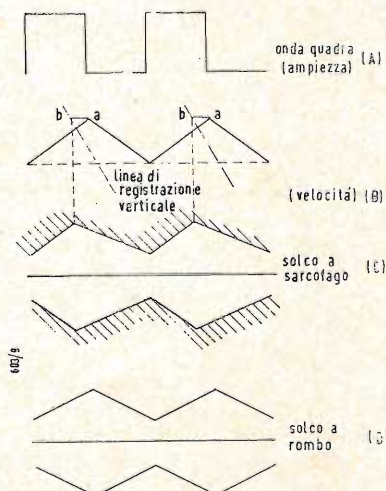
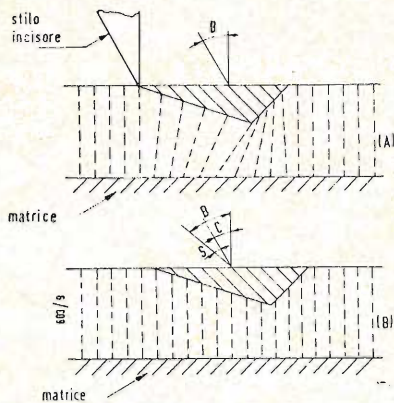



Fig. 3 - Sollecitazione del materiale durante il taglio. (*A*) Dopo il taglio si ha un ritorno elastico. (*B*) La modulazione risultante *a'-b'-c'* è meno inclinata della linea *a-b-c-* di taglio dell'attrezzo incisore.

Fig. 4 - Modifiche all'apparecchio incisore Westrex per produrre un angolo di modulazione di 15 gradi.

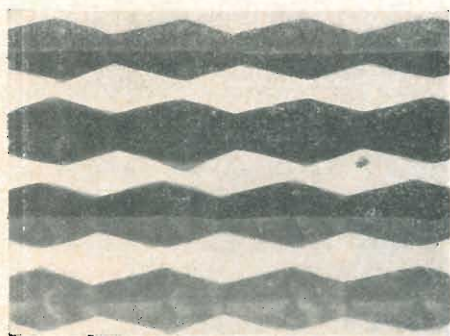



Fig. 5. - Microfotografia del solco prodotto dall'apparecchio incisore di figura 4.

desiderata forma a sarcofago, mostrata nella microfotografia di figura 5. Le attuali misure dell'inclinazione di modulazione non sono semplici da eseguire e ciò può essere attribuito al fatto che l'effetto di ritorno elastico non era in precedenza conosciuto. Riteniamo che la maniera più significativa e adatta per misurare l'inclinazione di modulazione e gli angoli di adattamento dei rivelatori risieda nell'impiego di bande di controllo di intermodulazione come avviene con le registrazioni di controllo STR-110 e STR-111.

4. - CONSEGUENZE DEL RITORNO ELASTICO

La scoperta del ritorno elastico nelle registrazioni stereofoniche porta a considerazioni estremamente interessanti. Per esempio che l'angolo dell'errore di adattamento verticale dei rivelatori attuali risulta in pratica maggiore di quanto si supponeva in precedenza. Aumentando la vera inclinazione di modulazione a un angolo di 15 gradi, migliora sia la registrazione che la riproduzione stereofonica con tutti i rivelatori attualmente disponibili. Per quelli in cui l'angolo di azione verticale non eccede 23 gradi, ogni distorsione che si udiva in precedenza, dovuta a un errore di circa 20 gradi, diventa ora impercettibile. Inoltre si può dedurre che gli attrezzi incisori con un angolo di registrazione di 0 gradi producano un'onda di modulazione inclinata all'indietro ciò che è naturalmente del tutto incompatibile con qualunque rivelatore attuale. Le misure hanno confermato le previsioni; l'inclinazione negativa di una tale onda è compresa tra 16 e 18 gradi, cosicché il miglior modo per registrare con un incisore di 0 gradi, sarebbe di agire ruotando in senso inverso del normale e dall'interno verso l'esterno. Quando tali registrazioni vengono suonate in maniera normale, dinanzi alla punta del rivelatore si presenta una corretta inclinazione di modulazione.

5. - MISURA DELL'INCLINAZIONE DI MODULAZIONE

La misura dell'inclinazione di modulazione di una registrazione si effettua con un giradischi e un braccio di riproduzione regolabile, indicati in figura 6. Il braccio del rivelatore può essere disposto a qualunque altezza e con qualsiasi orientamento. Il giradischi è capace di movimento in entrambi i sensi, e il rivelatore può essere utilizzato su entrambi i lati della registrazione. Il tipo preferito di modulazione per misure di inclinazione è una intermodulazione di onde verticali di frequenze 400/4000 oppure 200/4000 Hz, che può essere misurata direttamente con un misuratore di intermodulazione. I dischi STR-110 e STR-111 contengono tali bande di controllo, ciò che semplifica le misure.

Sono richiesti quattro dati: intermodulazione delle onde dirette e inverse sia con la disposizione normale sia con quella che presenta un angolo di elevazione aggiuntivo, ad esempio di 10 gradi. La inclinazione di modulazione può essere calcolata oppure ricavata per via grafica in base a queste quattro misure. Le inclinazioni di modulazione di 2,5 e di 15 gradi dei dischi di controllo STR-110 e STR-111 sono state ricavate nel modo suddetto.

6. - ANGOLO DI ADATTAMENTO VERTICALE DEI RIVELATORI

Una volta che si è misurata l'inclinazione del disco di controllo, è relativamente facile misurare gli angoli di adattamento verticali dei rivelatori stereofonici. In passato questa misura veniva eseguita semplicemente per mezzo di un microscopio graduato. Talvolta queste misure non portano però a un risultato corretto; ciò avviene perché la elasticità longitudinale dello stilo aumenta in pratica l'angolo di adattamento effettivo del rivelatore.

Questo effetto può essere spiegato con l'ausilio della figura 7. Lo stilo è rappresentato con linea continua nella sua posizione normale (come quando tocca un solco non modulato). Quando si sposta lo stilo a mano, esso si muove lungo la linea *O-M* descrivendo un angolo di adattamento *A* piuttosto piccolo. Però quando lo stilo percorre la cresta di un'onda, la forza fra lo stilo e il solco aumenta, per cui sul primo si manifesta una forza addizionale *F* di trazione. Il manicotto di gomma su cui talvolta è montato lo stilo tende a deformarsi, nel qual caso lo stilo si muove lungo una linea più inclinata *O-N*. D'altro lato, anche con i riproduttori in cui lo stilo ha un perno a vite, le misure geometriche ed elettriche danno lo stesso angolo di adattamento verticale.

Per utilizzare la registrazione di controllo STR-110 o STR-111 nelle misure dell'angolo reale di adattamento verticale, si possono impiegare diversi procedimenti. Il metodo più semplice, ma anche meno accurato, è di misurare la distorsione di intermodulazione prodotta dal braccio di riproduzione e calcolare l'errore di adattamento dalle seguenti equazioni approssimate:

(1) $\text{I.M.} = (v/V)D \times 100\%$
(modulazione di ampiezza)

(2) $\text{I.M.} = 2\,(v/V)D \times 100\%$
(ondulazione di velocità)

dove v è la velocità di picco, alle basse frequenze, in cm/sec ; V è la velocità di solco in cm/sec; D è l'errore di adattamento in radianti (radiante = gradi 57,3).

L'attuale angolo di adattamento si ottiene calcolando D e aggiungendovi l'in-

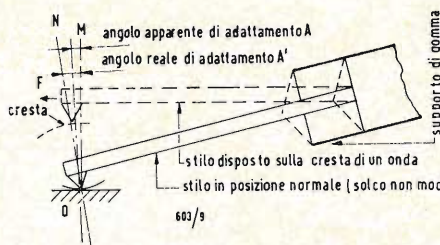



Fig. 7 - Aumento dell'angolo di adattamento verticale a causa dell'elasticità longitudinale del supporto gommato dello stilo.

Fig. 8 - Metodo per misurare l'angolo di adattamento verticale con le registrazioni STR-110 o STR-111.

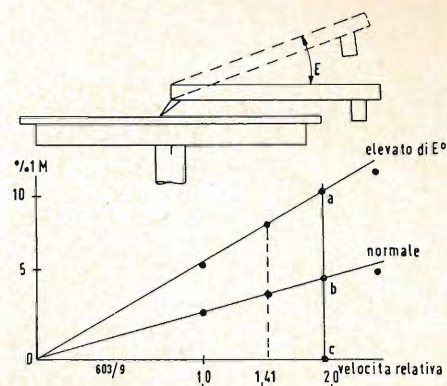



Fig. 6 - Braccio regolabile per la misura dell'inclinazione di modulazione e dell'angolo di adattamento verticale della testina di rivelazione.

clinazione di modulazione della registrazione, cioè 2,5 gradi per STR-110 e 15 gradi per STR-111. Per testine di rivelazione con bassi valori dell'angolo di adattamento verticale, cioè da 10 a 20 gradi, viene impiegato il disco STR-110 perchè fornisce un errore di adattamento sufficientemente elevato, in modo che il valore di intermodulazione misurato deriva più da un improprio adattamento verticale che non da distorsione inerente al rivelatore.

Con testine aventi elevati valori di adattamento verticale, cioè da 20 a 40 gradi, si impiega la registrazione STR-111 per evitare indicazioni estranee al campo di validità delle equazioni (1) e (2) o estranee alla gamma del misuratore di intermodulazione.

Il metodo più accurato richiede l'impiego di un braccio di riproduzione regolabile, per permettere alla testina di agire su un disco dapprima in modo normale e poi da una posizione elevata di un angolo noto E. Con questo metodo non è necessario regolare la testina per un qualche particolare tipo di risposta; ad esempio si può impiegare la curva RIAA. Le misure vengono effettuate su tre bande graduate di intermodulazione dei dischi STR-110 o STR-111 e quindi riportate in un diagramma a coordinate come in figura 8. Si deve notare che i valori della velocità relativa di mo dulazione sono disposti in scala lineare corrispondentemente a 1,0 1,41 e 2,0 (gradini di 3 db). Se tutto è regolare, i tre punti (o perlomeno i primi due) dovrebbero essere allineati con l'origine. Il braccio viene poi innalzato di un angolo noto E, ad esempio di 10 gradi, e vengono effettuate nuovamente le misure. Si può tracciare un'altra linea retta con i nuovi valori di distorsione. Tracciata una linea verticale *a-b-c*, si misurano i segmenti *a-b* e *b-c*. L'angolo di adattamento della testina di rivela azione si calcola come segue:

con STR-110

$A = E\,(bc/ab) + 2{,}5$ gradi

con STR-111

$A = E\,(bc/ab) + 15$ gradi

essendo E l'angolo di incremento dell'elevazione in gradi.

Come con il metodo precedente è preferibile usare la registrazione STR-110 per rivelatori con angolo verticale di adattamento relativamente piccolo, e la STR-111 per quelli con angolo relativamente ampio.

Attualmente si è dunque in possesso di adeguate conoscenze e di strumenti atti a misurare gli angoli di adattamento verticali dei fonorivelatori ed a controllare l'inclinazione della modulazione verticale nelle registrazioni. In pratica tutti gli attuali rivelatori potranno rendere meglio con registrazioni che presentino una inclinazione di modulazione effettiva di 15 gradi.

La nuova modulazione a onda quadra e le registrazioni di controllo dell'intermodulazione, STR-110 e STR-111, forniscono dei mezzi adeguati per misurare accuratamente l'angolo di adattamento verticale delle testine di rivelazione. Poiché il disco STR-111 è registrato con una inclinazione di modulazione verticale di 15 gradi esso serve per il controllo delle prestazioni di rivelatori su dischi incisi in accordo con le nuove norme. Le attuali testine, se ben progettate e con un angolo di adattamento verticale abbastanza limitato, presentano una distorsione di intermodulazione non superiore al 3% nella prima banda di intermodulazione verticale del disco STR-111. Ciò nonostante è augurabile che per il futuro le testine presentino un angolo di adattamento verticale di 15 gradi in conformità con la norma RIAA. L'adozione anticipata dei metodi di perfezionati di modulazione descritti servirà inoltre a migliorare la qualità generalmente eccellente della riproduzione stereofonica, che già si ottiene con gli attuali equipaggiamenti.

I laboratori CBS intendono offrire all'industria di registrazione i mezzi per arrivare in un prossimo futuro a una inclinazione di modulazione di 15 gradi.

A.

dott. ing. Antonio Turrini

Fonorivelatori per dischi stereofonici*

Panorama audio europeo e caratteristiche comparate delle capsule attuali a principio magnetico in Europa e negli Stati Uniti d'America.

IL PASSAGGIO dal microsolco classico — che d'ora in poi si chiamerà « monofonico » — alla registrazione stereofonica « 45°/45° » ha comportato la aggiunta di alcuni parametri a quelli che già si riferivano ai fono rivelatori. Prima di stabilire una *tabella comparativa* delle capsule di riproduzione disponibili all'inizio del 1963, conviene perciò precisare, in un tentativo di sintesi, i dati tecnici nuovi che possono intervenire nella scelta di un fonorivelatore.

1. - SCARTO DI SENSIBILITÀ.

Alla sensibilità si deve aggiungere evidentemente la nozione di *scarto di sensibilità tra i due canali*; tutti i fabbricanti pubblicano una cifra vicina a 2 dB (che non sarà riprodotta nella tabella), tolleranza ammissibilissima e che non scende, se non eccezionalmente, a 1,5 o a 1 dB.

2. - CEDEVOLEZZA LATERALE E VERTICALE.

Alla cedevolezza laterale viene ad aggiungersi una *cedevolezza verticale*, che è ormai del tutto indispensabile. In monofonia, il suo aumento potendo essere responsabile di un deterioramento del rapporto segnale/disturbo, essa è stata limitata allo stretto necessario per minimizzare l'effetto di pizzicato.
In fatto di cedevolezza laterale, la moderazione è praticata in Inghilterra e in Germania. Al contrario la scuola americana opta per un'« alta cedevolezza », assumendo un valore almeno doppio delle esigenze — che si può stimare circa $4 \cdot 10^{-6}$ cm/dine per i dischi commerciali letti con una forza di appoggio normale — dell'ampiezza massima incisa (che vale soprattutto per i segnali inferiori a 1 kHz, d'altronde compressi dalla deaccentuazione della curva di registrazione CE13/RIAA), ciò per migliorare la stabilità della riproduzione non ostante una forza di appoggio sempre più ridotta. In Europa una tendenza all'aumento della cedevolezza laterale si è manifestata recentemente: testimoniano le caratteristiche delle nuove esecuzioni « Elac » e « Decca ». Quanto alla nuova cedevolezza verticale, taluni si sforzano, secondo una simmetria giustificata dalla teoria pura del solco stereo, di renderla quasi eguale alla cedevolezza laterale, altri (basandosi sulla realtà di una certa « fusione » tra i canali nella gamma dei bassi, che è incisa, allora, sotto la forma di una modulazione laterale) si accontentano di un valore meno alto. È, pure, sempre il caso dei rivelatori, come il « Decca » e l'« EMI », che lavorano in *riproduzione indiretta* cioè che, invece di tradurre direttamente l'informazione « 45/45 », passano attraverso le componenti « laterale » e « verticale », decodificate poi in un sistema di bobine in informazioni « destra » e « sinistra ».
Si noti che nei numerosi altri casi, nei quali i fabbricanti danno per la cedevolezza verticale una cifra identica a quella della cedevolezza laterale, essa è tuttavia, in realtà, leggermente inferiore.

3. - PUNTINA DI RIPRODUZIONE E SUA FORZA DI APPOGGIO

Bisogna guardarsi, per ciò che riguarda parecchi parametri, dal prendere alla lettera, quando si fa un confronto, i dati del fabbricante, poiché i metodi di misura statica possono essere molto diversi. Ad ogni modo, alte cedevolezze sono illusorie, se il braccio non è esente da vibrazioni meccaniche e se la massa riportata alla punta non è ridotta in proporzione. In realtà vi è *un trio indissociabile di condizioni sine quibus non per autorizzare una diminuzione della forza di appoggio.* Questa diminuzione è augurabile a motivo dell'uso in stereofonia, di piccoli raggi della puntina di riproduzione. Per fissare le idee: 13 micron equivalgono praticamente, a media pressione, a 25 micron di una puntina per solchi monofonici, riguardo all'usura del solco. Ma questa forza di appoggio è essa pure limitata dall'aumento di sensibilità ai corpi estranei che contiene inevitabilmente il solco: allo stato attuale della tecnica, *due grammi* (o, minimo assoluto: un grammo e mezzo) sembrano costituire un traguardo ragionevole.

4. - MASSA DINAMICA DELL'EQUIPAGGIO MOBILE

Relativamente alla puntina riproducente, vi sono in realtà, in stereofonia,

(*) di Jacques Dewevre, da *Revue de Son*, N. 119-120, marzo aprile 1963.

due masse da considerare: quella che si riferisce alla componente verticale e quella che si riferisce alla componente orizzontale — la sola da tener presente in monofonia, e alla quale sono relativi i dati pubblicati —, determinanti ciascuna una risonanza superiore ed una relazione con la cedevolezza del materiale di cui è fatto il disco. Quest'ultima costituisce un parametro variabile, al quale sono imputabili gli scarti di risposta nel registro acuto, quando le misure sono fatte con un disco di frequenza, di una marca, o di un'altra, nuovo o usato...

Gli specialisti sono d'accordo nell'ammettere che la massa in questione sia la chiave dell'avvenire fonografico. La sua riduzione, già incoraggiata, nella tecnica « 45/45 », dalla diminuzione del raggio terminale della puntina, dovrà ancora evolversi, secondo i calcoli del Prof. Hunt, fino a *un terzo di milligrammo*, la forza verticale dovrà allora essere regolata a circa dieci volte il valore della massa.

Si comprende facilmente che il problema della massa sia il più critico, tanto più che l'aumento della velocità di registrazione (10 volte superiore a 10 kHz, di quella che è a 1 kHz) dovuta alla preaccentuazione del registro acuto secondo le norme « CEI3/RIAA », che se è ingegnosa nel senso di un miglioramento del rapporto segnale/rumore, è lungi dall'essere perfetta sotto altri riguardi, non è di natura conveniente per facilitare una situazione, che non sarebbe di già semplice se la curva di registrazione si mantenesse orizzontale oltre 1 kHz.

Più la risonanza superiore dovuta alla cedevolezza plastica-massa dell'equipaggio sarà confinata nell'ultra acustico, meno avrà possibilità di prodursi l'usura nell'estremo acuto. Con questo spirito, un costruttore americano (« Grado ») ha ora costruito una capsula, di cui la risonanza, responsabile dell'usura delle delicate registrazioni di frequenze alte, è collocata a 50 kHz; soluzione « di lusso », ma che non si può a priori tacciare di inutilità.

5. - ANGOLO VERTICALE DI LETTURA.

Si conoscevano di già in monofonia gli effetti dell'errore di pista, i quali continuano indubbiamente a esistere. Essi non sono molto gravi, poiché non figurano che sotto la forma di qualche % di distorsione per creazione di 2ª armonica, caso meno disturbante dal punto di vista dell'estetica musicale connessa al processo dell'audizione. Ma, novità, nella riproduzione stereofonica, alla presenza di informazioni « verticali » corrisponde una distorsione geometrica della stessa natura, se l'angolo della puntina riproducente rispetto al piano del disco non è identico a quello dello stilo usato per la registrazione.

Ora, non esiste a questo proposito alcuna normalizzazione. I dischi europei sono generalmente con angoli tra 8 e 13° (il riproduttore EMI si adegua) e gli americani con angoli fra 21 e 24°, valore che si trova nella maggior parte delle capsule d'oltreatlantico. La Decca e la Philips hanno risolto individualmente il problema adottando semplicemente 0°; ma solo i loro propri fonorivelatori sono capaci di riprodurre con questo angolo, che presenta grandi difficoltà di realizzazione per la maggior parte dei modelli, tutti gli altri presentano angoli compresi fra 12 e 24°, nel senso orlogico. Nell'ultimo caso (che è anche quello dell'errore che esiste per la riproduzione di un disco americano per mezzo di una testina « Decca»)

La H. H. Scott, Inc. presenta un nuovo sintonizzatore stereo FM-amplificatore, mod. 340B. Realizzato con la tecnica dei circuiti stampati, l'amplificatore è in grado di erogare 70 W.

FONORIVELATORI STEREO (magnetici e dinamici)	AMERICANI								
	AUDIO DYNAMICS « ADC-1 »	EMPIRE « 880P »	FAIRCHILD « F7 »	GENERAL-ELECTRIC « VR-1000-5 »	GRADO « Laboratory »	GRADO Experimental MK1	PICKERING « 380 A »	PICKERING STANTON-« 481AA »	SHURE « M33-5 »
Principio: magnetico (M) magneto-dinam. (*MD*) dinamico (*D*)	*MD*	*MD*	*D**	*M*	*D**	*D**	*MD*	*MD*	*MD*
compatibile (*C*) o soltanto stereo (*S*)	*C*	*C*	*C*	*S**	*C*	*C*	*C*	*S**	*S**
sensibilità per cm/*S*, in mVolt	1,5	1,5	*	1	0,9*	0,9*	2	0,5	1,2
Resistenza di carico ottimo (per canale), in kΩ	47	47		47	> 5	> 5	47 ÷ 100	47 ÷ 100	47 ÷ 68
Impedenza $Z = j\omega V + R$	L = 410mH R = 440Ω	L = 500mH R = 850Ω		L = 400mH R = 1100Ω	$R = Z$ = 1100Ω	$R = Z$ = 1100Ω	L = 950 mH R = 875Ω	L = 640mH R = 3200Ω	L = 600mH R = 750Ω
Coefficiente di elasticità laterale dell'equipaggio mobile, × 10^{-6} in cm/dine	20	30		6	12	25	≈ 6	≈ 18	22
Coefficiente di elasticità verticale, in cm/dina;	20	30		6	12	25	≈ 6	≈ 18	22
Raggio terminale della puntina di diamante μ (micron)	15	15	17	13	13	13	17	13	13
Massa dinamica riferita all'estremità della puntina di riproduzione per la componente laterale in mgrammi	0,5	0,5	< 0,5	1,2	0,3	0,2	1	< 1	1,3
Diafonia minima: 1) a 1 kHz; 2) oltre 10 kHz ( ), in dB	— 30 (— 20)	— 30 (— 20)	— 30 (— 20)	— 25 (— 15)	— 30 (— 20)	— 30 (— 20)	— 30 (— 15)	— 35 (— 25)	— 22 (— 10)
Forza di appoggio verticale raccomandata in grammi	0,75 ÷ 3	0,25 ÷ 3	0,5	1 ÷ 3	3	0,2 ÷ 1	2 ÷ 5	0,25 ÷ 3	1,2
Banda passante, in Hz	10 ÷ 20k ± 2 dB	10 ÷ 30k ± 3 dB	20 ÷ 30k ± 1 dB	20 ÷ 20k ± 3 dB	10 ÷ 30k ± 1 dB	7 ÷ 40k ± 1 dB	20 ÷ 17k ± 4 dB	20 ÷ 20k ± 2 dB	20 ÷ 20k ± 3 dB
Fissaggio normalizzato (*ST*), o braccio speciale richiesto (*SP*)	*ST*	*ST*	*ST*	*ST*	*ST*	*ST*	*ST*	*ST*	*ST*
Braccio speciale facoltativo	PRITCHARD	EMPIRE 980	FAIRCHILD 500		LABORATORY	LABORATORY		UNIPRISE 200	DYRETIC «M222» cap. spec.
Peso della capsula, in grammi	7	12	11	11	10	10	14	11	9
*Varianti e particolarità	Modello «ADC-3» per bracci a frizione più notevoli		Previsto per preamplificatori a transistori	Altra capsula « VR1000-7 » con punta 17 μm		Trasformatori non necessari	Trasformatori non necessari	Equipaggio nuovo intercambiabile « D40 10A » (punta di 25 μm	Altra capsula « M33-7 » con punta di 17 μm

la distorsione di 2ª armonica, valutata allo stesso modo dell'errore di pista « orizzontale » se si produce alla fine del disco (a 10 cm dal centro) e con un « fortissimo » (10 cm/sec) si alza oltre il 15%; il che non è evidentemente più impercettibile... M. Madsen ingegnere capo della Casa danese « Bang Olufsen » ha studiato da vicino la faccenda e, quando passa al calcolo delle armoniche dispari, fra due segnali di frequenze molto diverse, stima ch'essa possa raggiungere, in condizioni estreme, la cifra terrificante di una cinquantina di %! Ecco, ad ogni modo, uno di quei « begli esempi » che dovrebbero incitare a maggior moderazione nelle loro esigenze, rispetto ad altre « maglie della catena » certi puristi dell'alta fedeltà « tecnica «. Si spiega così anche perché le prime edizioni a solco composite erano letteralmente inaudibili. Ma, altri progressi tecnologici essendo sopravvenuti, in seguito, si può oggi beneficiare, nell'audizione stereo-fonografica, di un piacere che deve tuttavia ancora molto a fattori puramente psico-fisiologici. Lo scambio delle informazioni su due vie distinte riduce soggettivamente i nefasti risultati acustici dell'intermodulazione, ben oltre ciò che possono le precauzioni tradizionali dell'elettronica della bassa frequenza, sempre immobilmente polarizzata su una misura tipo di intermodulazione, (analisi di Frayne e Scoville, adottata dalla S.M.P.T.E. americana). Ora i suoi dati fondamentali corrispondono a casi musicali assolutamente estremi, lasciando nell'ombra, nello stesso tempo, rischi più frequenti nella maggioranza dei programmi. Questi pericoli concreti sono probabilmente meglio illustrati dal metodo « differen-

EUROPEI										
B.B.D. «Stereo dyne/SP1» (Danimarca)	DECCA «MkII» (G.B.)	DUAL «DMS900» (Germania)	ELAC «STS222D» (Germania)	ELAC «Studio STS322» (Germania)	E.M.I. «EPU100» (G.B.)	GOLDRING «700/MkII» (G.B.)	NEUMANN «DST-62» (Germania)	ORTOFON "SPU-T" (Danimarca)	PHILIPS «AG3400/10» (Paesi Bassi)	TANNOY «Varitwin MkII»
M	*M*	*M*	*MD*	*MD*	*M*	*M*	*C**	*D**	*MD*	*M*
C	*C*	*C*	*C*	*S*	*C*	*C*	*C*	*C*	*C*	*S**
1,4	1,4	1	2,2	1	1,7*	3	0,1	2*	2	1,4
47 min	47 min	12 ÷ 47	33 ÷ 51	33 ÷ 51	68	47	51 min	47	68	100
L = 200 mH R = 1250Ω	L = 1 H Z = 3kΩ a 400Hz	L = 250 mH R = 800Ω	L = 650 mH R = 1000Ω	L = 650 mH R = 1000Ω	Z = 4 kΩ a 1kHz	L = 0,5 H R = 1500Ω	R = 18Ω	Z_{prim} = 2Ω Z_{sec} = 15k	R = 800Ω	L = 350 mH
5	10	4	7	12	7	4	3,6	10	3,5	3
5	2	4	7	12	4	4	3,6	10	3,5	3
17	15	17	17	13	15	17	17	17	17	13
< 3	< 1	≈ 2	< 2	< 1	≈ 1	≈ 5	1	1	2	≈ 5
— 26 (— 15)	— 20 (— 15)	— 20 (— 15)	— 24 (— 15)	— 26 (— 20)	— 25 (— 15)	— 15 (— 10)	— 25 (— 25)	— 25 (— 20)	— 20 (— 15)	— 22 (— 15)
3	3,5	4 ÷ 5	2,5 ÷ 4,5	1,5 ÷ 3	2,5	3 ÷ 4	6	2	4 ÷ 6	4
30 ÷ 15k ± 3dB	40 ÷ 16k ± 1dB	20 ÷ 16k ± 3dB	20 ÷ 10k ± 2dB	20 ÷ 20k ± 2dB	30 ÷ 20k ± 1dB	40 ÷ 16k ± 3dB	30 ÷ 15k ± 0,5 dB	20 ÷ 20k ± 3dB	20 ÷ 18k ± 3dB	30 ÷ 15k ±2 dB
ST	*SP*	*ST*	*ST*	*ST*	*SP*	*ST*	*SP*	*ST*	*ST*	*ST*
«ST/P» con «SP2»	«SME» con adattatore	su telaietti	su telaietti	su telaietti		«G60»		«SMG212» con «SPU-GT»	su telaietti con «AG3401»	
10		14	11	11		12	30	17	10	12
					1 mV in mono		richiedere adattamento con trasformatore	Con trasformatori incorporati.		

ziale » di Scott, normalizzato dal C.C.I.F. C'è un fatto evidente troppo generalmente ignorato. E la presente avventura empirica potrebbe almeno servire a metterlo in evidenza e a dare, agli elettroacustici, il segnale di mettere sotto processo tutto il capitolo della distorsione dovuta ad organi non lineari, a rivederlo sotto la forma di un parallelo più stretto fra misure psichiche ed effetti psicologici. Ciò che conferma ancora il carattere determinante della separazione stereofonica, è la constatazione da parte delle stazioni di radiodiffusione, che praticano già negli S.U.A., le emissioni M.F. « Multiplex », dell'impossibilità di utilizzare, a questo scopo, dischi « 45/45 ». L'obbligo della compatibilità ne è la causa: se i segnali vengono ricevuti secondo il modo monofonico, le distorsioni ridiventano assolutamente proibitive.

Ritornando all'angolo verticale di riproduzione si è proposto al C.E.I. una normalizzazione internazionale a 15ª, da parte sua la R.I.A.A. «raccomanda» ai suoi membri di adottare progressivamente lo stesso valore. Se si pensa al fatto che attualmente il discofilo eclettico, facente paio con un audiofilo difficile, dovrebbe avere a sua disposizione tre testine diverse per assicurarsi il massimo di qualità per le sue riproduzioni stereofoniche, è altamente augurabile che la causa muta di questa snervante situazione sia rapidamente eliminata con un accordo internazionale. Tuttavia, su questo sottile argomento, i pareri differiscono e in un'altra rivista americana, un altro europeo, M. Bastians, della PHILIPS-PHONO (Baarn), non accorda la stessa importanza alla distorsione provocata da questo « errore di pista » verticale (v. bibliografia N. 7).

6. - ATTENUAZIONE DELLA DIAFONIA.

Che ci sia, secondo il gergo dei telefonisti, una certa « diafonia », un difetto di separazione integrale tra i due canali di un disco o di un fonorivelatore « 45/45 », appare intuitivo considerando la sola complessità del meccanismo rispetto all'esempio ideale di due piste ben distinte di un nastro magnetico. Fra le cause figura notevolmente l'incidenza della differenza fra gli angoli verticali di registrazione e di riproduzione, troppo lungamente trattata nel paragrafo precedente, per ritornarvici ancora. Basterà dire che perciò che riguarda il parametro della diafonia, applicato ai dispositivi di riproduzione, la decisione finale è, fino a nuovo ordine, psicoacustica. Se l'attenuazione nominale (misurata alla frequenza di riferimento di 1 kHz) è nettamente inferiore a quella che si ottiene con la registrazione magnetica, ed anche con la incisione fonografica, tuttavia i — 20 dB sono sufficienti, perché la sensazione stereofonica sia efficace. Questa cifra, salvo il caso di qualche capsula eccezionale, cala, fortemente oltre i 10 kHz. È questo un difetto inammissibile? No, se si ammette che l'effetto stereo sia soprattutto percepibile nella zona di sensibilità massima dell'orecchio (da 1 a 6 kHz) e aggiungendovi, come riferimento, la zona di potenza orchestrale più probabile (da 300 Hz a 1 kHz).

Per coloro che desiderassero penetrare più profondamente nell'argomento essenzialmente evolutivo della fonotecnica stereofonica — che ha fatto progressi enormi dalla sua comparsa in poi, ma che deve ancora prendere lezioni da un'esperienza che non è che di qualche anno — si consiglia la lettura dei seguenti articoli recenti di autori altamente competenti in materia (diffidare, invece di certi libri e articoli nei quali la volgarizzazione a oltranza conduce a pericolose approssimazioni):

1 - R. Lafaurie: *Dischi stereofonici*, « L'onde électrique », marzo 1962, pag. 241-256.

2 - F. V. Hunt: *Il progetto razionale ei fonorivelatori*, Journal of the Audio Engineering Society », ottobre 1962, pag. 274-289.

3 - E. R. Madsen: *L'angolo di adattamento verticale, fonte di distorsione di intermodulazione*, « Audio » novembre 1962, pag. 21 ÷ 24 e 88, 89.

P. Wilson: *Dress is not optionable!* « The Grammophone », novembre 1962 pag. 270 ÷ 272.

I. Crabbe: *Problemi dei fonorivelatori* « Hi-Fi News », dicembre 1962 e gennaio 1963 e continuazione.

P. J. Pyke: *Progetto e caratteristiche di un insieme fonorivelatore stereo e braccio* « J.A.E.S. », luglio 1962, pag. 245-249.

C. R. Bastiaans: *Nuove idee sulle condizioni geometriche nella registrazione e nella riproduzione di dischi stereo* « J.A.-E.S. », gennaio 1963, pag. 6 ÷ 15.

E. Ahreny e H. R. Kuhn: *Una sonda stereo per uso negli studi* « Funk Technik » gennaio 1963, numero 2, pag. 46 ÷ 50.

7. - ALTRE NOTIZIE.

I fonorivelatori piezoelettrici non sono riportati su questa tabella di caratteristiche. Non affatto che siano colpiti d'ostracismo. Poiché, a patto di accontentarsi di una tensione di uscita più debole di quella pubblicata per i modelli correnti (quelli che sono destinati ad alimentare direttamente un'entrata « fono » di un radioricevitore) e con le sole restrizioni di una minor uniformità di fabbricazione e di un'aumentata sensibilità alle variazioni estreme di temperatura, il loro principio è capace di soddisfare perfettamente i criteri dell'alta qualità. Le costruzioni inglesi che si chiamano « Acos Hi-Llight » e « Decca Deram » e quelle americane di « Weathers » e « Sonotone » negli S.U.A., provano che è possibile ottenere masse e cedevolezze completamente soddisfacenti.

C'è un pregio che è al loro attivo: un rapporto segnale/disturbo più alto. Lo si ricorderà nei casi difficili, poiché si sa che in stereofonia il livello di registrazione è meno alto, da una parte, e che, dall'altra parte, le capsule magnetiche sono più sensibili al ronzio. Ma, poiché la tendenza attuale, per ciò che riguarda gli amplificatori bicanali, è l'inclusione generalizzata di un doppio stadio preamplificatore-correttore (di cui la sensibilità di entrata deve essere migliore di 5 mV, se si desidera utilizzare una qualsiasi delle testine citate), i modelli a cristallo o ceramici perdono il loro interesse. Per ricavare il massimo di profitto, specialmente del potere di auto-correzione, val meglio saltare questi tubi elettronici, allora superflui, ed entrare direttamente su un'alta impedenza (da 2 a 3 MΩ), piuttosto che operare in qualche modo un'irrazionale equalizzazione inversa della curva CE13/RIAA. Ma la formula è da ricordare da parte e del fabbricante professionale di catene a.f. complete, il quale farà una sostanziale economia, e dell'amatore desideroso di montare da sé stesso il suo complesso elettronico, amatore che si risparmierà molti guai, grazie alla possibilità di omissione del più critico degli stadi: il preamplificatore ad alto guadagno.

Questa rivista di modelli magnetici classici (a riluttanza variabile), magnetodinamici ed elettrodinamici, concepiti per la riproduzione di dischi stereo, metterà in evidenza, se la si confronta con un panorama di fonorivelatori monofonici, l'assenza di certi nominativi reputati. Per es. Clément e Leak. Si, perché essi non hanno ancora immesso nel mercato modelli « 45/45 ». Il che non vuol dire che non lavorino in questa direzione. La loro politica è difensiva, perché approfitta degli inevitabili errori iniziali di taluni fabbricanti frettolosi. Coloro i quali hanno studiato troppo rapidamente allo stesso tempo dei primi stampaggi a doppia informazione, che soffrivano d'altronde dello stesso male, certi fonorivelatori di qualità notevolmente inferiore ai loro corrispondenti monofonici e che si inorridirebbe offrire oggi.

Bisogna riconoscere, nel quadro della *compatibilità*, che nel momento attuale, numerosi rivelatori — non tutti — destinati unicamente ai microscolchi normali sono eguali se non superati, da certi — non tutti — rivelatori « *stereo-compatibili* ».

Rimane tuttavia che un critico tecnico americano — largamente apprezzato — abbia notato recentemente che nella riproduzione di un disco mono con un rivelatore stereo, si constata sempre un'attenuazione delle alte frequenze, e non sappia spiegarsi il fenomeno. Non sarebbe, semplicemente, un effetto di riduzione del carico? Il che si produce con la messa in parallelo di bobine, imposte dalla necessità di eliminare la componente verticale, quando è praticata direttamente all'entrata del preamplificatore correttore. I due canali con la loro resistenza di griglia proprie, rimangono così in servizio ed il valore totale del carico risulta diminuito; di più, le capacità aumentano. Il tutto in un rapporto, che non è necessariamente compensato dal fatto che le induttanze sono ormai in parallelo. Da segnalare, in questa occasione, che le resistenze di carico raccomandate sono generalmente valide per una *capacità di entrata* (cavo più tubo, con eventuale effetto Miller) di circa 125 pF.

Ma per conservare le condizioni ideali della riproduzione monofonica, si farà bene a non ammettere che una cinquantina di pF di capacità in parallelo totale.

Dal punto di vista del raggio terminale della puntina di riproduzione, è evidente che il possessore di un'importante collezione di microsolchi monofonici, che egli ha già riprodotto con un'altra capsula a puntina classica, deve, passando allo stereo e se non desidera conservare congiuntamente quest'ultima, scegliere un tipo di raggio 18 micron, classificato come « compatibile ». Ancora, si è scelto per ogni marca, senza restrizione di ordine economico (i tipi a cedevolezza ridotta, per cambiadischi automatici, non essendo stati considerati), non solamente il *miglior modello puramente stereofonico*, ma si è aggiunto per ogni marca (in una colonna diversa, se vi sono varianti di caratteristiche, o in una nota, se cambia solo la puntina; vi è pure qualche ingegnosissimo equipaggio mobile interamente intercambiabile) una capsula soddisfacente alle necessità della compatibilità mono-stereo, formula questa che deve rimanere d'attualità. *A*

dott. ing. Antonio Longhi

Nuove idee per i contenitori acustici*

NEL SUO RECENTE « Cabinet Handbook », vera miniera di informazioni pratiche del più alto interesse, G. A. Briggs dichiara la sua preferenza attuale (soprattutto da quando è venuta di moda la riduzione dell'ingombro) per mobili radiatori acustici, che sembrano a prima vista derivati da una formula classica antirisonante con frazionamento della finestra in un sistema di fenditure multiple parallele e battezzati per la circostanza « Distributed Port Cabinet » o, se si preferisce: contenitore ad aperture multiple.

A titolo di esempio si trovano in fig. 1 le dimensioni previste per un mobile di circa 30 dm³ di volume interno, proposto per un altoparlante di 20 o 21 cm di diametro. La parete dorsale reca 12 fenditure di 6,5 mm di larghezza e di 20 cm di lunghezza; ciò dà in totale circa 150 cm² di apertura. Si pensa allora che il contenitore acustico in oggetto possa ridursi ad una forma particolare di bass-reflex; poiché l'autore precisa molto chiaramente che le aperture saranno coperte, all'interno del mobile, con un tessuto di lana, che inserirà indubbiamente una resistenza nel circuito acustico, è lecito pensare che è forse questa resistenza acustica che ha una funzione essenziale.

Eccoci dunque lontano dalla nozione vecchia di « distributed port » introdotta ormai da molti anni dalla General Electric Co. americana per i radiatori acustici antirisonanti, dove l'apertura normale era stata sostituita da un insieme di buchi circolari di 2 cm di diametro aventi il pregio di facilitare la regolazione del mobile puramente introducendo una resistenza di smorzamento e verosimilmente riducendo le onde stazionarie interne.

Ritornando alla fig. 1, un calcolo rapido dimostra, applicando semplicemente le formule usuali per le impedenze acustiche delle aperture (resistenza e inerzia) e del mobile (radiatore), che bisogna aspettarsi una risonanza fondamentale verso i 100 Hz. Il che conferma pienamente che non può trattarsi di un contenitore antirisonante normale, ma di qualcosa che si potrebbe interpretare come derivante dal mobile a dorso aperto con l'introduzione di una resistenza di frenatura. In altre parole, supponendo isolate le emissioni delle due facce della membrana dell'aloparlante, una realizzazione il cui circuito elettrico

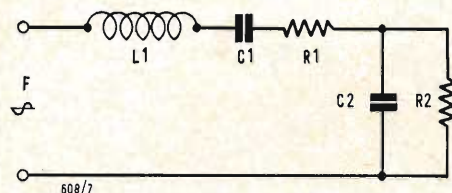



Fig. 2 - Circuito elettrico praticamente equivalente di un altoparlante montato in un mobile ad aperture dorsali (fig. 1), al di sotto di 100 Hz. L_1 = massa della membrana e dell'aria spostata; C_1 = elasticità delle sospensioni; R_1 = resistenza di radiazione della faccia anteriore della membrana e delle parti mobili interne dell'altoparlante; C_2 = elasticità dell'aria inclusa nel mobile; R_2 = resistenza acustica introdotta dalla stoffa di lana ricoprente le fenditure.

Fig. 1 - Prospettiva quotata di principio di un contenitore acustico a fenditure dorsali, previsto per un altoparlante di 20 o 21 cm di diametro, avente la risonanza propria compresa fra 40 e 60 Hz. Le quattro facce laterali devono essere imbottite con materiale assorbente (spessore 2,5 cm); una stoffa di lana dev eessere incollata all'interno della parete dorsale (provare con un tessuto « pettinato »). Una variazione del 10 % nel volume interno non modifica sensibilmente i risultati.

(*) Tradotto da *Revue du Son*, N. 118, febbraio 1963, pag. 56.

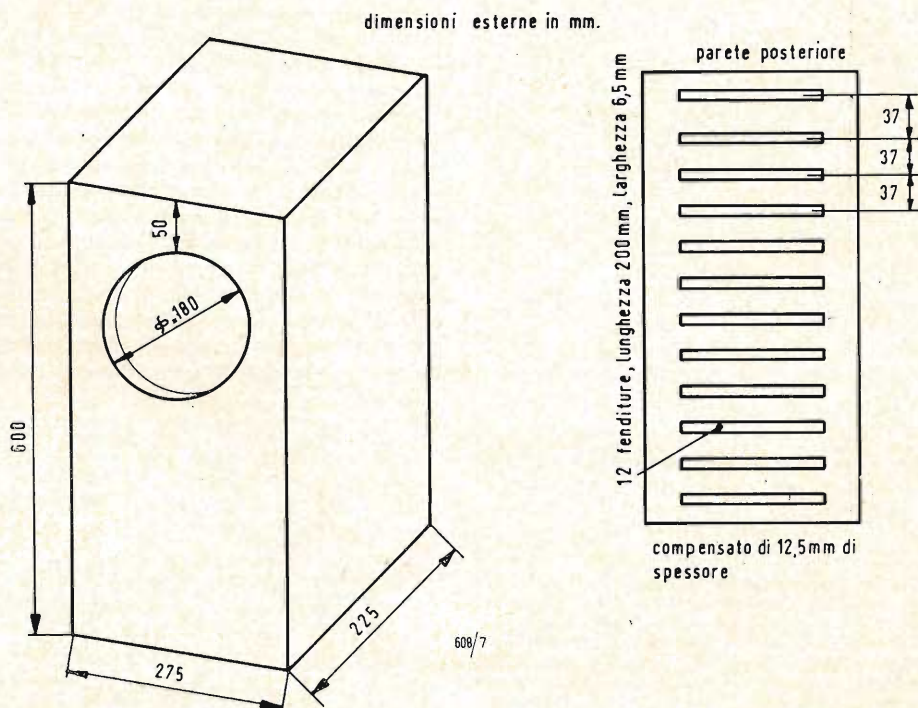
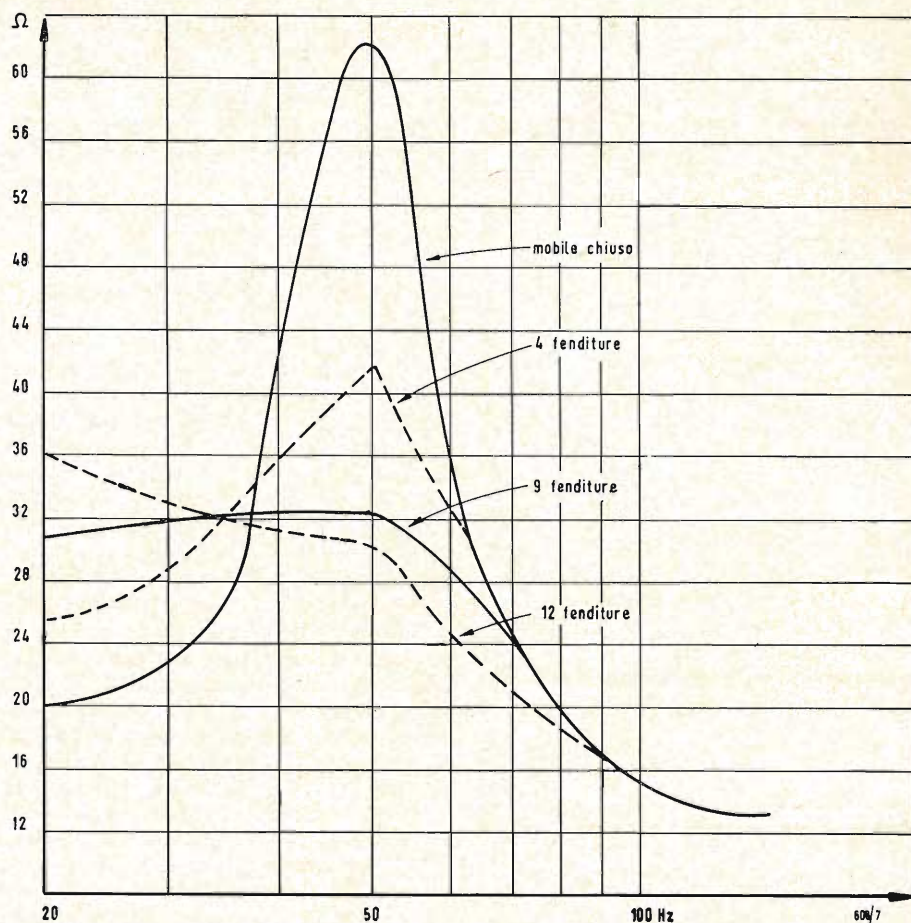



Fig. 3. - Variazione della curva di impedenza di un altoparlante montato in un contenitore ad apertura dorsale (da « Cabinet Handbook » di G.A. Briggs). Le misure riguardanti la fig. 3 sono state effettuate con un altoparlante di 30 cm avente la risonanza fondamentale a 25 Hz montato nel mobile di cui diamo le quote esterne in fig. 6.

equivalente (al di sotto di 100 Hz) potrebbe ridursi a quello di fig. 2 (infatti si può trascurare alle frequenze inferiori a 100 Hz, la componente di inerzia dell'impedenza delle fenditure). È quello che sembra confermare la fig. 3 estratta dal « Cabinet Handbook » di G. A. Briggs. Sembra invero normale che partendo da un mobile chiuso ed aumentando il numero delle fenditure (il che equivale, tenendo conto sempre della stoffa di lana, a ridurre la resistenza R_2 che è in parallelo a C_2 in fig. 2) vi sia riduzione del coefficiente di risonanza del circuito e, in conseguenza, riduzione dell'impedenza di moto massima alla risonanza. Alle frequenze più alte il circuito equivalente di fig. 2 cessa di essere valido: ci si avvicina vieppiù al mobile chiuso. Quanto alla risonanza fondamentale del mobile, la resistenza di freno e lo smorzamento interno devono facilmente mascherarla. Rimane che per le frequenze più basse, R_2 frena sempre gli spostamenti della membrana e che sia naturale attendersi una perdita di resa nel registro basso (fig. 4). Bisogna dunque ricorrere ad un altoparlante avente una frequenza di risonanza propria più bassa possibile, capace di grandi elongazioni, con una sospensione il cui coefficiente di elasticità vari poco in funzione dell'ampiezza (sospensioni moderne in tessuti speciali impregnati o meglio ancora in semi-rigido), alla scopo di poter compensare elettricamente, senza aumento di distorsione, la caduta di livello prevista nella gamma bassa esterna. Detto ciò, non vi è alcuna ragione per cui le

Fig. 4 - Oscillogrammi delle forme d'onda ottenute con un altoparlante di 20 cm montato nel contenitore di fig. 1 (risonanza fondamentale dell'altoparlante: 60 Hz, sospensione moderna in semioscillante), la parete posteriore era a 2,5 cm dal muro (potenza elettrica applicata all'alto parlante: 1 Watt).

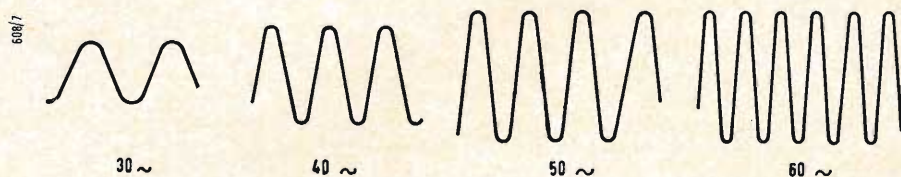
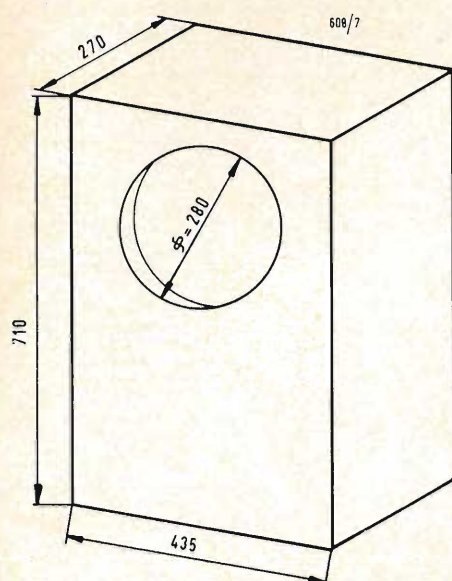



Fig. 5

soluzioni che ci garantisce l'autorità di G. A. Briggs, non siano eccellenti. Gli accordiamo la massima fiducia, su questo punto. Si può logicamente pensare che la messa a punto di questi nuovi contenitori acustici si riduca a ben poca cosa e che i risultati dipendano poco dal tipo di altoparlante particolare adottato, a patto che sia buono.

1. - QUALCHE ESEMPIO PRATICO

Le fig. 1, 5 e 6 danno, secondo « Cabinet Handbook », le quote esterne di tre mobili acustici dell'ultimo tipo consigliato da G. A. Briggs; destinati, essenzialmente, ad altoparlanti rispettivamente di 20 o 21 cm, 25 o 30 cm, e infine 38 cm di diametro. Secondo l'uso, è sempre possibile, se non consigliato, montare un altoparlante in mobile previsto per un elemento di diametro superiore, mentre il contrario è da condannare.
Forse converrà ricercare sperimentalmente il valore più conveniente di resistenza acustica, variando la trama della stoffa ed il suo spessore (dovrebbe convenire un tessuto « pettinato »). Analogamente sarà opportuno imbottire le pareti con materiale assorbente (cotone cardato, lana di vetro) di 2 o 3 cm di spessore. Il mobile deve essere di costruzione il più possibile rigida e si prenderà cura di fissare la parete posteriore forata con un numero sufficiente di viti, per eliminarne le vibrazioni parassite.

Sullo stesso principio G. A. Briggs ha messo a punto un contenitore acustico angolare, posto in commercio col nome di « Airedale », per un altoparlante dei bassi di 38 cm, completato con altoparlanti per le note medie e per gli acuti, di diametro 20 cm e 7,5 cm rispettivamente, ed irradiante verso l'alto; tutto sommato è una versione modernizzata e di ingombro ridotto del celebre complesso a tre altoparlanti, che fece molto per la gloria della ditta Wharfedale (il volume del mobile riservato all'altoparlante dei bassi passa da 250 a 130 dm³, ma gli altoparlanti attuali hanno frequenze di risonanza inferiori a quelle dei loro precursori, e le loro sospensioni sono state notevol-

Fig. 5 - Prospettiva quotata di principio di un contenitore acustico ad aperture dorsali previsto per un altoparlante di 25 o di 30 cm di diametro. Le pareti interne devono essere imbottite con assorbente (2,5 cm di spessore, o più) e le fenditure ricoperte di una stoffa di lana incollata alla parete posteriore, dall'interno.

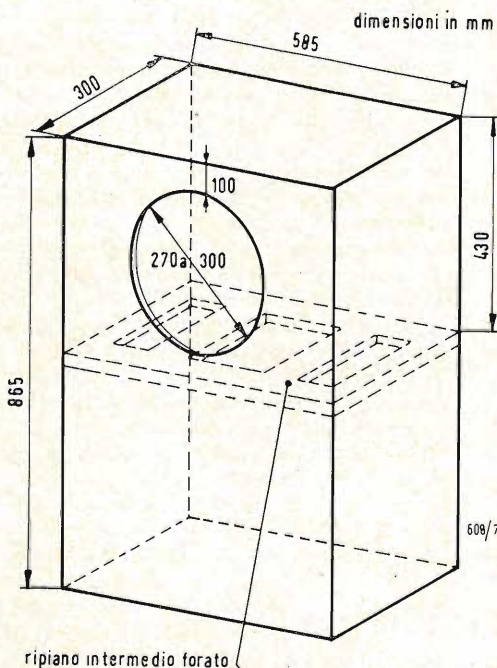



Fig. 6 - Prospettiva quotata di principio di un contenitore acustico ad aperture posteriori previsto per un altoparlante da 30 o 38 cm di diametro. Il ripiano intermedio forato costituisce un elemento di rinforzo della struttura del mobile. In conseguenza, deve essere solidamente fissato alle quattro pareti alle quali si appoggia. Per ridurre le onde stazionarie si userà un nastro di cotone idrofilo (o altro materiale assorbente) di 30 cm di larghezza, di 2 o 3 cm di spessore, e lungo 2 m fissato alla parte superiore del mobile e formante un'ansa passando attraverso le due piccole aperture del ripiano intermedio. (Questo artificio può applicarsi anche alla fig. 5).

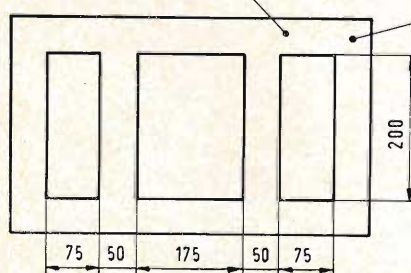
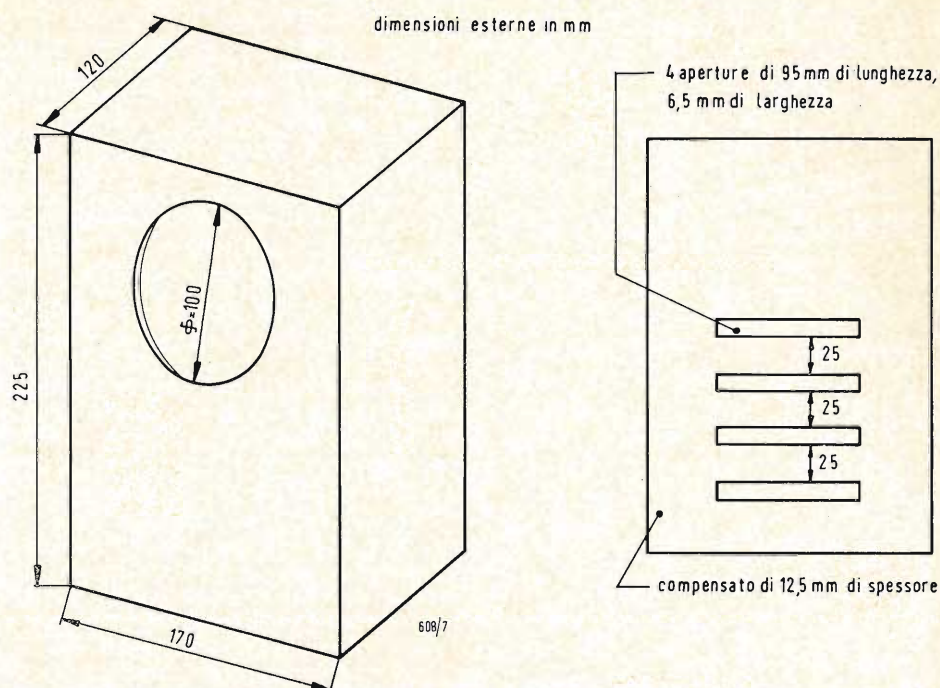



Fig. 7 - Prospettiva quotata di principio per un contenitore ad aperture dorsali destinato a costituire un satellite per l'ascolto stereofonico. Le aperture devono anche qui essere ricoperte di stoffa di lana e si dovrà usare, se necessario, materiale assorbente all'interno; si potrà anche prevedere un regolatore di livello individuale per ciascun altoparlante satellite.

mente migliorate). Il mobile « Airedale» di sezione esagonale è di costruzione abbastanza complessa: ci limitiamo a segnalarlo senza pubblicarne i disegni quotati (*). La rigidità vi è ottenuta sia per riempimento di sabbia tra due fogli di compensato, sia per raddoppio di alcune pareti con quadrati ceramici incollati direttamente sul legno.

2. - SATELLITI PER STEREOFONIA

I due altoparlanti destinati al registro grave dei due canali saranno montati nella stessa cassa: per es. quella della fig. 5 per due elementi di 25 o della fig. 6 per due da 30 cm, come pure i filtri separatori calcolati per 400 Hz di frequenza di incrocio (filtro a L e C, che assicura l'attenuazione di 12 dB/ottava, preferibilmente).

Sopra i 400 Hz, i due canali saranno affidati ciascuno a un buon altoparlante di 12,5 cm (o complesso equivalente) montato in un mobile secondo la fig. 7. Si distanzieranno i due satelliti di 1 o 2 metri (da 1,5 a 2 m dal pavimento) da una parte e dall'altra del radiatore, che fornisce i bassi per entrambi i canali.

Infine comunichiamo due artifici, citati da G. A. Briggs, che si riveleranno spesso assai utili.

Si ha sempre un grande vantaggio aggiungendo un tweeter ad un altoparlante solo per canale; ma avviene talvolta che questo elemento addizionale sia giudicato troppo sonoro, specialmente se esso irradia direttamente ni direzione dell'auditorio. Un rimedio consiste nell'orientarlo verso l'alto, ma è spesso più semplice usare un filtro acustico rudimentale, in modo del tutto semplice costituito da un batuffolo di cotone idrofilo incollato alla griglia, o al tessuto di protezione (all'interno) di fronte al tweeter, che fa difetto.

È possibile realizzare un filtro acustico passa basso estremamente semplice otturando quasi totalmente l'apertura attraverso la quale irradia l'altoparlante dei bassi, con una lastra di polistirene espanso (peso specifico 20 g/dm³ circa), il cui spessore si determinerà sperimentalmente.

(*) Rinviamo i lettori interessati a questa costruzione, direttamente a « Cabinet Handbook » di G. A. Briggs, edito da Wharfedale Wireless.

Un sintonizzatore FM-stereo nel quale sono state introdotte le tecniche più sofisticate, nell'intento di assicurare un ottimo grado di riproduzione delle emissioni FM mono e stereofoniche, è stato recentemente presentato dalla H. H. Scitt, Inc.

*0497 – **Sig. Francesco Maffioli – Firenze.***

D. Gradirei che pubblicaste lo schema di un amplificatore che impiegasse come finali i due triodi di una 6AS7-GT in push-pull.

R. Ecco lo schema di un amplificatore di alta qualità con uscita di 6AS7-G.
Occorre un preamplificatore per portare il segnale di ingresso a circa 4 V_{eff}; la tensione di punta tra griglia e griglia del tubo 6AS7 G per la piena potenza di uscita (11 W circa col 4 % di distorsione) deve risultare di circa 190 V di picco. La resistenza di carico ottima tra placca e placca è di 4 kΩ. *(a.f.)*

*0498 – **Sig. Valerio Zaina – Udine .***

D. Avendo preso visione dell'amplificatore Mullard-250 AF e trovando un po' di difficoltà nella reperibilità dei componenti, chiedo:
1) Mi pare che il trasformatore di alimentazione sia un Triad, potreste fornirmi l'indirizzo del negoziante, ove possa acquistarlo?
2) Detto amplificatore può essere montato facilmente, oppure presenta difficoltà?
3) Con due esemplari identici, posso ritenermi ben equipaggiato per una riproduzione stereo?
4) Su *alta fedeltà* (gennaio 1960) è stato pubblicato il nuovo schema per preamplificatore Mullard, se realizzato in duplicato, si adatterebbe bene, ai due 520 AF.
5) Per quanto riguarda la bobina da 1,2 mH dove trovarla oppure come costruirla?
6) Ove la Triad non avesse un trasformatore di alimentazione come quello riportato nell'articolo, sul 520, dove potrei trovarne uno uguale?
7) Come altoparlanti penso di usare 2 Jensen H222 la ritenete una buona soluzione?

R. 1) Nel testo non è detto che il trasformatore di alimentazione sia TRIAD. Questa Casa non ha un distributore in Italia; bisognerebbe perciò rivolgersi direttamente al seguente indirizzo: Triad Transformer Corporation - Division of Litton Industries - 4055 Red Wood Avenue Venice - California. Ma non riteniamo ciò necessario: infatti un trasformatore similare può essere trovato presso G.B. Castelfranchi, o Geloso, o altri fabbricanti (Aros, Bezzi, Ghisimberti, Fioravanti ecc.)
2) La costruzione dell'amplificatore Mullard 520AF migliorato, non presenta difficoltà, ma è necessario il trasformatore di uscita Djnaco - A420 (reperibile presso la Soc. Audio - Torino, Via G. Gasalis 41).
3) Sì. Tenga presente la difficoltà di regolazione dei volumi e dei toni separati. La mancanza del controllo di bilanciamento viene compensata dalla separata regolazione dei volumi. Insomma la regolazione dell'intensità e dei toni è un poco più laboriosa che con un complesso stereo normale, ma i risultati finali sono gli stessi.
4) No. Il preamplificatore in oggetto ha una uscita di soli 0,25 V, mentre l'amplificatore 520AF (35 W) migliorato richiede l'entrata di 1 volt. Il preamplificatore suddetto si adatta agli amplificatori di potenza richiedenti 250 mV di entrata; in particolare all'amplificatore Mullard 520 originale (20 W) non migliorato (v. « Radio and TV News - aprile 1956 - pag. 67). Oppure, conservando il 520 AF migliorato (35 W), occorre un preamplificatore con uscita di almeno 1 volt.
5) Ci dispensiamo di fornire i dati costruttivi dell'induttanza 1,2 H (e non 1,2 mH), perchè il preamplificatore in parola non è adatto al Suo scopo.
6) Gli altoparlanti Jensen H222 (12"; 16 Ω; gamma 30 ÷ 15.000 Hz) sono ottimi, ma i 25 W risultano scarsi per l'amplificatore da 35 W. È preferibile un tipo di maggior potenza. *(a.f.)*

*0499 – **Sig. Alberto Celli – Firenze***

D. Riguardo il preamplificatore Marantz Audio Consolette, avrei da porre qualche domanda ancora:
1) Da un opuscolo da me richiesto alla Soc. AUDIO risulta che i tubi impiegati nella suddetta unità sono del tipo ECC83 e non del tipo ECC81, e questo risulta anche da un catalogo americano in mio possesso.
2) La resistenza che collega la placca di V_{2b} alla placca di V_{3b} segnata 52 kΩ mi pare abbia un valore troppo elevato.
3) Da prove effettuate su di un montaggio sperimentale risulta che i toni bassi sono lineari con il potenziometro ruotato per 2/3 in senso orario; ora ritenete che ciò sia dovuto al fatto che la MARANTZ ha impiegato un potenziometro con curva speciale?
4) Gradirei avere qualche dato in più sull'impedenza del filtro; e cioè: resistenza alla c.c., massima intensità della corrente che circola in essa e se vi è qualche importante particolare di costruzione da sapere.
5) Desidererei conoscere l'indirizzo di qualche rivenditore o fabbrica (se disposta a vendere in piccola quantità) dove potrei reperire dei condensatori con tolleranza 1 %.

R. 1) I tubi elettronici impiegati nel preamplificatore Marantz sono i doppi triodi ECC83.
2) Il valore della resistenza di disaccoppiamento tra V_{2b} e V_{3a} e V_{3b} è di 6,8 kΩ,

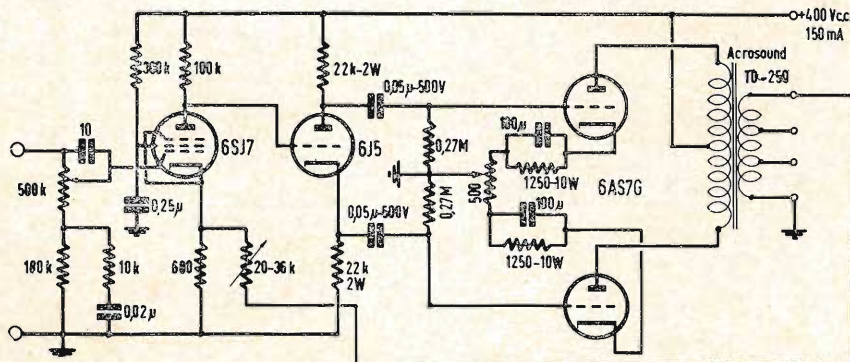



Fig. 1/0497

3) La curva dei potenziometri regolatori di tono è intermedia fra la lineare e la logaritmica e nota come curva semilogaritmica. Il controllo dei bassi è un circuito a resistenze e capacità, e come tale opera una certa integrazione del segnale, perciò la sua risposta ricorda l'andamento esponenziale della carica di un condensatore attraverso una resistenza, andamento che, come è ben noto, è prossimo alla linearità per almeno 1/3 della ampiezza massima.

4) L'impedenza di 110 mH è percorsa solo dalle correnti di segnale e quindi molto deboli, tanto più che è alimentata da un traseritore catodico dove l'uscita non supera i 2 volt. L'induttanza di 110 mH presenta a 5.000 Hz (frequenza minima di lavoro del filtro) la reattanza di circa 3.500 Ω; avendo in serie almeno 10 kΩ, e la capacità 6,8 nF, l'impedenza risultante è di circa 10.100 Ω, quindi la corrente che percorre la induttanza è al massimo $\frac{2}{10.100} \cong 2 \times 10^{-4} = 0,2$ mA. Nessuna preoccupazione quindi per il riscaldamento; la bobina può essere avvolta con filo molto sottile (anche ∅ 1/10 mm., o meno). La sua resistenza in c.c. non dovrà superare qualche centinaio di ohm; per il ferro si potranno usare dei lamierini a I di ottima qualità, come quella usata per i trasformatori di uscita.

5) I condensatori all'1 % non si trovano in commercio. Per ottenerli bisogna selezionarli; occorre quindi la collaborazione di un rivenditore compiacente che faccia la cernita, il che è molto difficile da reperire. Le consigliamo di rivolgersi alla Soc. Mial (Milano, via Fortezza, 11; Tel. 286.268).

(a.f.)

0499 – Sigg P. I. Russo; A. R. – Napoli; Sig Bruzzone A. – Genova.

D. Desidera sapere se la rivista ha già pubblicato qualche schema di circuiti atti ad introdurre effetto d'eco in amplificatori di bassa frequenza. Il Signor Bruzzone gradirebbe la descrizione di un'apparecchiatura per ottenere effetti di tremolo.

R. L'argomento della generazione della eco in amplificatori, è già stato trattato (*l'antenna*, aprile 1963). Ad ogni modo in figura 1 riportiamo lo schema di un generatore d'eco molto elementare e di facile realizzazione. Il pilota è costituito da una testina magnetica a bassa impedenza, del tipo usato per la registrazione dei dischi, e collegata in parallelo all'alto parlante dal quale proviene il suono.

L'elemento principale è composto da una molla di acciaio il cui grado di elasticità si ottiene sperimentalmente. Maggiore è la distanza fra le due estremità maggiore è l'effetto d'eco conseguito. Può essere usata una molla avente la lunghezza di 30 cm ed il diametro di 15 mm.: misure queste che si riferiscono allo stato di riposo.

L'unità microfonica è ricavata dal padiglione di una cuffia da 1000 o 2000 Ω, alla quale saranno asportati tanto il coperchio quanto

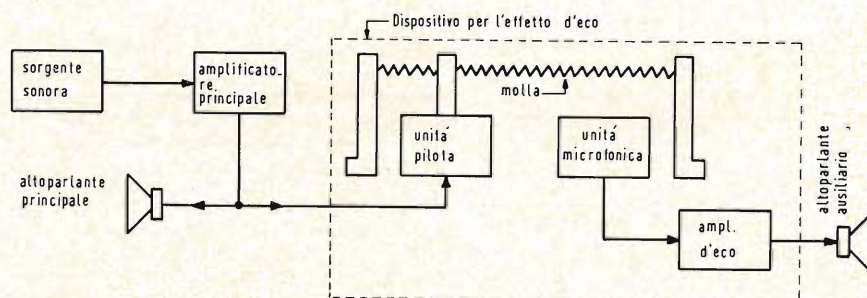



Fig. 1/0499

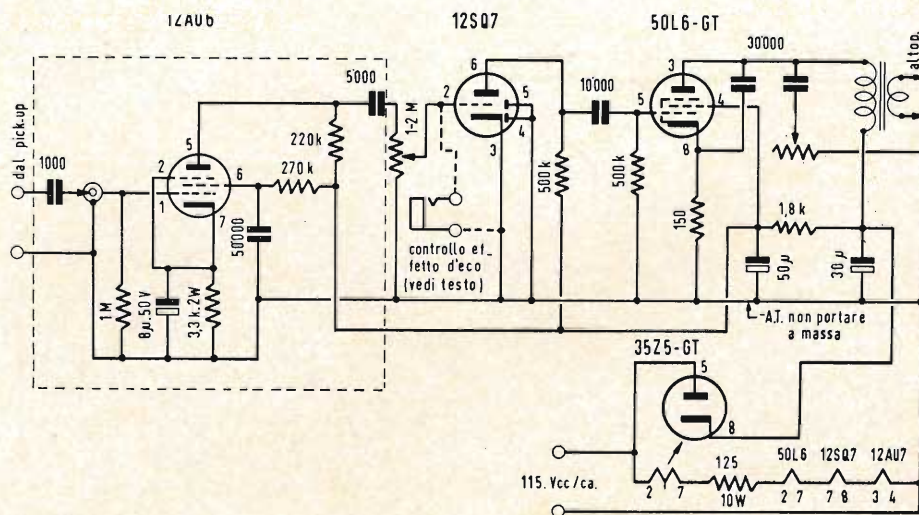



Fig. 2/0499

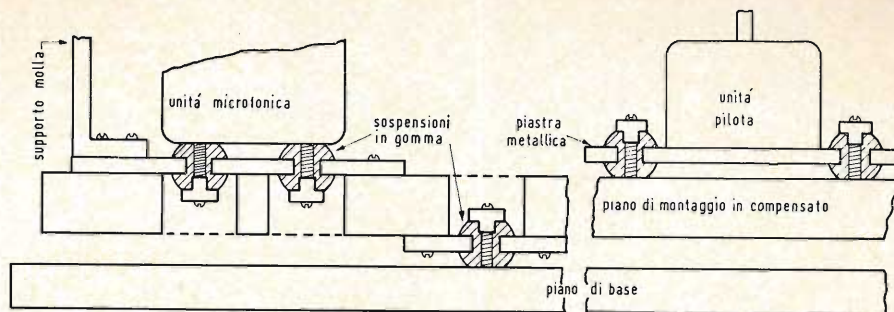



Fig. 3/0499

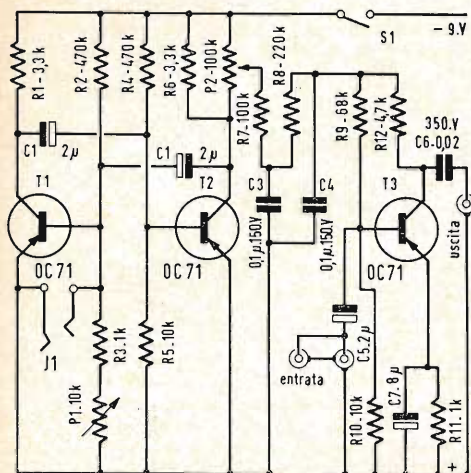



Fig. 4/0499

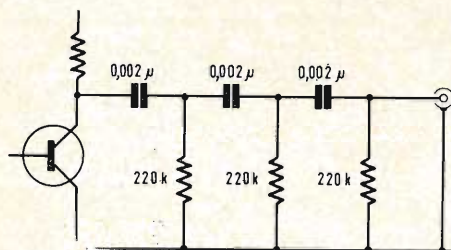



Fig. 6/0499

la membrana. La distanza tra le espansioni polari del pick-up e la molla, si troverà per tentativi. Generalmente la posizione migliore corrisponde all'estremità della molla. Questa dovrà essere saldata al supporto a squadra che sostiene il padiglione della cuffia in modo da evitare il diretto contatto fra la molla stessa e l'unità microfonica stessa

L'unità pilota, che come abbiamo detto, è eccitata dall'uscita dell'amplificatore principale, trasmette le vibrazioni alla molla tramite un conduttore rigido fissato, ad una estremità alla portapuntina della testina e all'altra ad una spira frontale della molla.

In figura 2 è riportato lo schema dell'amplificatore usato nel complesso originale, realizzato negli USA. Il complesso sarà collocato in una scatola di legno avendo cura di isolarlo tramite delle guarnizioni di gomma. La figura 3, indica alcuni particolari del montaggio.

In figura 4 è visibile lo schema di un semplice generatore di tremolo costruito in Inghilterra a transistori, il quale deve essere introdotto fra uno strumento e l'amplificatore di potenza dello stesso. L'effetto di tremolo si aggira da 5 a 15 Hz.

In figura 5 è riportato lo schema di montaggio.

In figura 6 si è ritenuto opportuno mostrare lo schema di un filtro passa alto il quale sovente è utile inserirlo all'uscita dell'unità di tremolo. I dati dei vari componenti sono riportati direttamente sullo schema.

(P. Soati)

0500 – Sig. Carlini G. – Livorno.

D. È richiesto lo schema di un semplice trasmettitore atto a funzionare in fonia sulla gamma dei 28 MHz e possibilmente utilizzante dei transistori PHILIPS del tipo ASZ20.

La potenza richiesta dovrebbe essere inferiore ai 100 mW.

R. In figura 1 è pubblicato lo schema di un interessante schema relativo per l'appunto un trasmettitore portatile di debolissima potenza, realizzato dalla Philips e atto a funzionare con due transistori.

Nel primo stadio, che funge da oscillatore controllato a cristallo, con il classico circuito Colpits, si fa uso di un transistore ASZ20 il quale consente di avere una potenza di uscita dell'ordine dei 3 mW, che è più che sufficiente per consentire il pilotaggio dello stadio finale.

Il secondo stadio è costituito da un amplificatore di potenza in classe B il cui transistore, un AFY19, funge con emettitore a terra, tramite il condensatore C_9.

Il guadagno di questo stadio è di 12,2 dB e la potenza di uscita è di circa 55 mW.

Le principali caratteristiche elettriche del circuito sono le seguenti:
transistore ASZ 20: $V_{ce} = 6$ V, $I_e = 2$ mA
transistore AFY19: $V_{ce} = 6$ V, $I_e = 16{,}7$ mA

La potenza assorbita dallo stadio finale è di circa 100 mW. La corrente assorbita complessiva è di 22,4 mA.

Il trasmettitore può essere modulato all'80 %

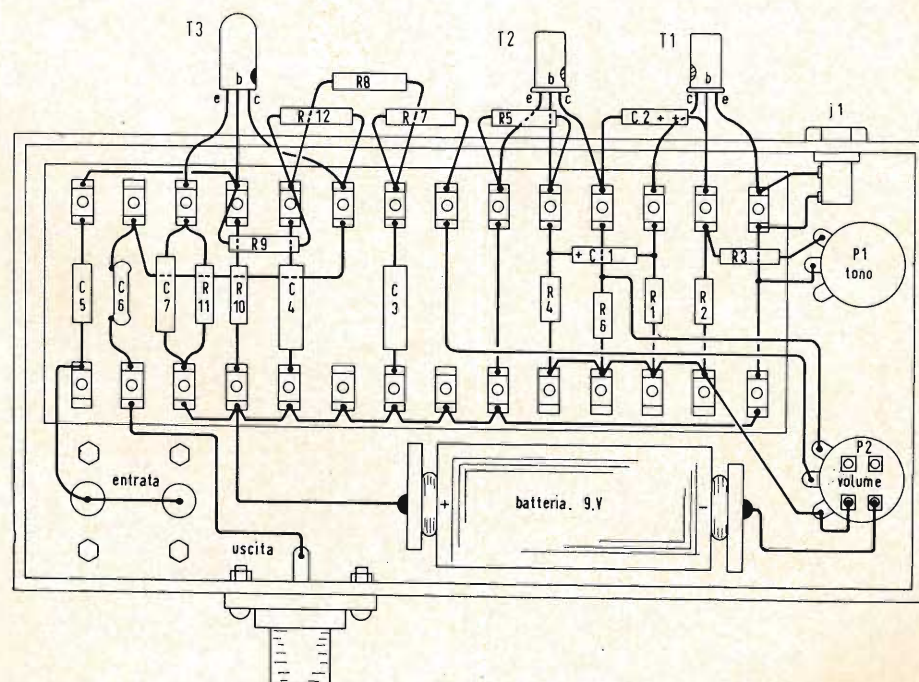



Fig. 5/0499

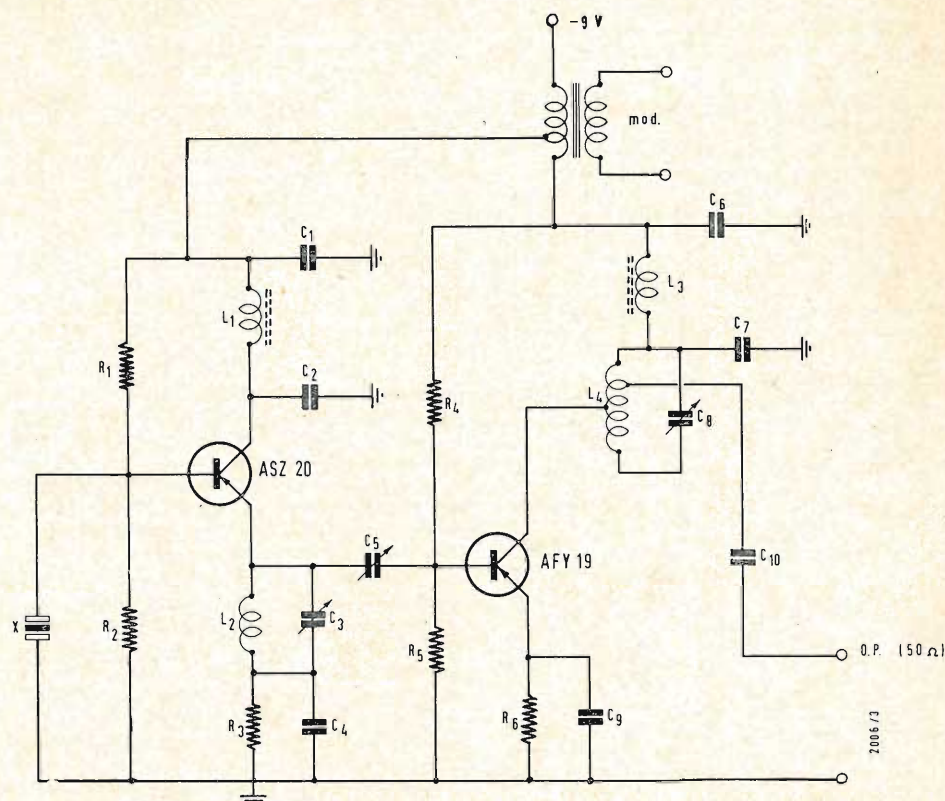



Fig. 1/0500

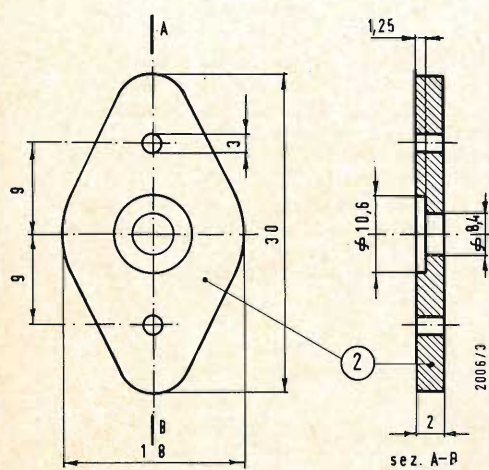



Fig. 2/0500

senza che si noti un grado apprezzabile di distorsione.

La potenza richiesta per la modulazione è di 58 mW per lo stadio finale e di 2 mW per lo stadio pilota (driver) con un totale di 60 mW, escluse naturalmente le perdite dovute al trasformatore di modulazione.

In figura 2 è mostrata la basetta di dispersione del calore adatto per il transistore AFY19.

Elenco dei componenti:

Resistenze: R_1 = 15.000 Ω; R_2 = 8.200 Ω; R_3 = 1.500 Ω; R_4 = 1.800 Ω; R_5 = 1.000 Ω; R_6 = 180 Ω.

Condensatori: C_1 = 3,9 nF; C_2 = 3,9 nF; C_3 = 25 pF trimmer; C_4 = 3,9 nF; C_5 = = 22 pF + 25 pF trimmer; C_6 = 3,9 pF; C_7 = 3,9 nF; C_8 = 25 pF trimmer; C_9 = = 3,9 nF; C_{10} = 3,9 nF.

Cristallo 27,15 MHz.

Bobine: L_1 = VK200 10/3B (Philips); L_2 = = 0,7 μH. 16 spire di filo di rame smaltato da 8/10 avvolte su una resistenza da 10 MΩ,«; 10%, 1 W. L_3 = VK200 10/3B (Philips). L_4 = 14 spire di filo di rame smaltato da 15/10, diametro 12 mm. Presa di collettore alla 7ª spira. presa a 3 ½ spire dal lato freddo.

Trasformatore T: nucleo M 3,2 Philips. Primario 2 × 200 spire, filo di rame smaltato da 18/100. Secondario 29 spire di filo di rame 15/10, diametro 12 mm. Presa di colletto alla 7ª spira. presa a 3 ½ spire dal lato freddo.

Trasformatore T: nucleo M 3,2 Philips. Primario 2 × 200 spire, filo di rame smaltato da 18/100. Secondario 29 spire di filo di rame smaltato da 6/10. Avvolgimento di modulazione: 350 spire di filo di rame da 12/100 con presa alla 210ª spira, dal lato freddo.

(*P. Soati*)

0501 – Sigg. Czeczott O. – Massa; Riccardi G. – Milano.

D. Sono richieste alcune informazioni relative un monoscopio di tipo tedesco con le lettere NRK, ed i dati relativi alcune stazioni televisive di paesi diversi.

R. 1°) Penso che la stazione da lei ricevuta sia di nazionalità norvegese. Probabilmente detta nazione durante la fase sperimentale faceva uso di un monoscopio di tipo inglese, mentre successivamente potrebbe averne adottato uno di tipo tedesco.

Infatti l'unica sigla N.R.K. che conosco, si riferisce, per l'appunto, alla *Norsk Rinkskringkasting* che corrisponde all'ente televisivo norvegese. Sui canali 48, 25/53,75, attualmente la Norgevia ha in funzione i seguenti trasmettitori:

Kristinsands 60/12 kW e Melhus 5/1 kW.

Sono d'accordo con lei circa il monoscopio a scacchiera che sovente precede, nelle emissioni portoghesi, quello normale come si verifica anche in Francia ed in Spagna.

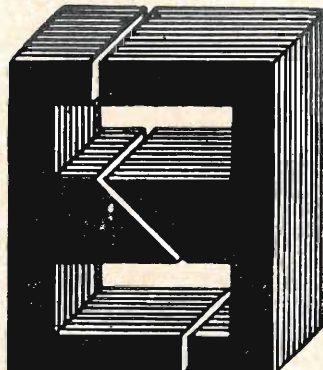
2°) Stazioni televisive della *Romania*: R_1 = = 49,75/56,25, R_2 = 59,25/65,75, R_8 = = 191,25/197,75, R_7 = 183,25/189,75.

Bacau, 0,6 kW R_1. Bucuresti, 20 kW R_2. Craiova 40 W R_8, Victoria 20 W R_7.

Portogallo: Bornes 0,25 kW canel 7; Lisboa 100 kW 7, Coimbra 50 kW 3, Marofa 0,25 kW 5, Monchique (Foia) 1 kW 0,25, Montejunto 1 kW 6, Porto 100 kW 9, Nogueira 0,04 11.

Lo standard di Monaco è del tipo francese a 819 linee, modulazione del suono in ampiezza, modulazione dell'immagine positiva.

Malta trasmette con lo standard a 625 linee, suono FM modulazione dell'immagine negativa. Potenza 4,8/1,2 kW polarizzazione orizzontale canale 10.

(*P. Soati*)

Via Savino 9 - Bresso - Tel. 9246.31

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

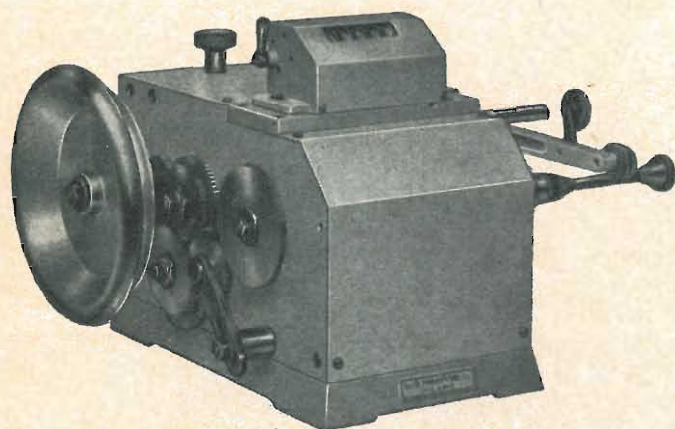
TASSINARI UGO

Via Privata Oristano, 9
Telefono 2571073
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO AP 9

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P 1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO
Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano ● T.E.T. - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

ATES - Catania
Semiconduttori R C A

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate - Tel. 795.762

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A. Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

FROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA
Via del Don, 6 Milano

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Argrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

DBR
TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV
Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano

Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano

Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PRANDONI DARIO - Treviglio

Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67

Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
frigoriferi televisori lavatrici cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15 - Tel. 36.96

Autoradio BLAUPUNKT

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Radiocostruzioni

Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

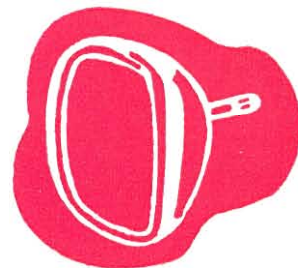
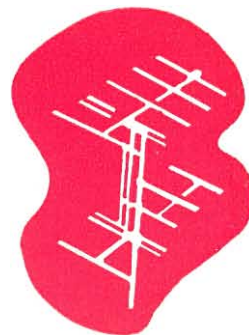
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

Heathkit®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

Oscilloscopio Standard 5"

modello 0-12

Scatola di montaggio completa

Lire **86.000**

CANALE VERTICALE	**Sensibilità**	10 mVolt efficaci per cm a 1 Hz
	Risposta di frequenza .	Piana entro ± 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz - Piana entro +1,5 — 5 dB da 3 MHz - Risposta a 3,58 MHz — 2,2 dB
	Tempo di salita . . .	Uguale od inferiore a 0,08 microsecondi
	Overshoot	Uguale o minore al 10 %
	Impedenza d'ingresso .	× 1 = 21 pF in parallelo a 2,9 MΩ (Impedenza a 1 kHz 2,7 MΩ) × 10 e × 100 12 pF in parallelo a 3,4 MΩ (imped. a 1 KHz 3,3 MΩ)
CANALE ORIZZONTALE	**Sensibilità**	120 mV efficaci per cm a 1 kHz
	Risposta di frequenza .	Piana entro ± 1 dB da 1 Hz a 200 kHz Piana entro ± 3 dB da 1 Hz a 400 kHz
	Impedenza d'ingresso .	31 pF in parallelo a 30 MΩ (Impedenza a 1 kHz 4,9 MΩ)
GENERATORE ASSE TEMPO	**Gamma**	10 Hz ÷ 500 kHz in 5 sottogamme 10 - 100 Hz; 100 - 1000 Hz 1kHz - 10 kHz 10-100 kHz e 100 - 500 kHz
	Sincronismo	Esterno positivo o negativo, interno e rete
	Tubi elettronici impiegati .	1-5UP1, 1-6AB4, 1-6AN8, 1-12BH7, 1-6J6, 3-12AU7, 1-6X4, 1-1V2, 1-6C4
	Alimentazione . . .	220 Volt - 50 Hz
	Dimensioni	21,5 cm di larghezza, 35 cm di altezza, 40 cm di profondità
	Peso netto	9,5 Kg circa

Rappresentante Generale per l'Italia: **Soc. r. l. S. I. S. E. P.**

Organizzazione commerciale di vendita:

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI N. 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771

EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858

VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244

TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492

CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773